



Quick Search

Advanced Search

Number Search

Last result list

My patents list 0

Classification Search

Get assistance

Quick Help

- » Why are some tabs deactivated for certain documents?
- » Why does a list of documents with the heading "Also published as" sometimes appear, and what are these documents?
- » What does A1, A2, A3 and B stand for after an EP publication number in the "Also published as" list?
- » What is a cited document?
- » What are citing documents?
- » What information will I find if I click on the link "View all"?

☐ In my patents list | Print

[Return to result list](#)

Wireless location system

Bibliographic data	Description	Claims	Mosaics	Original document	INPADOC legal status
Also published as: WO0069198 (A1) AU4282200 (A) CA2307532 (A1)					
Publication number:	CN1360804 (A)				
Publication date:	2002-07-24				
Inventor(s):	FATTOUCHE MICHEL [CA]; OLER KEVIN [CA]; KLUKAS RICHARD [CA] +				
Applicant(s):	CELL LOC INC [CA] +				
Classification:					
- international:	G01S5/02; H04W64/00; G01S5/02; H04W64/00; (IPC1-7): H04Q7/38; G01S5/02				
- European:	H04W64/00; G01S5/02D; H04Q7/38L				
Application number:	CN20008010005 20000504				
Priority number(s):	US19990132814P 19990506				
View INPADOC patent family					
View list of citing documents					
Report a data error here					

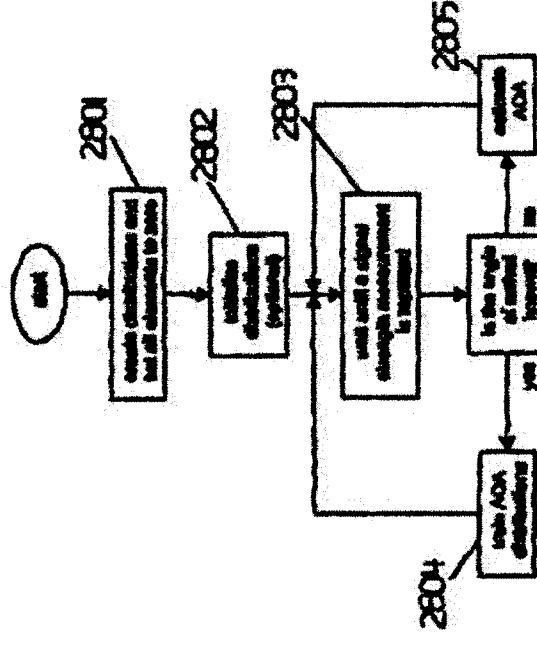
Abstract not available for CN 1360804 (A)

Abstract of corresponding document: **WO 0069198 (A1)**

[Translate this text](#)

- » What information will I find if I click on the link "View document in the European Register"?
- » Why do I sometimes find the abstract of a corresponding document?
- » Why isn't the abstract available for XP documents?
- » What is a mosaic?

A wireless location system uses a statistical approach, in which a probability distribution is trained that relates reliable observations of a signal parameter to a known measure of location. The probability distribution is then used to locate a mobile transmitter when additional observations are available. Various precise wireless location techniques may be used to train the distribution or may be used alone to locate the mobile transmitter. In one wireless location technique, a wireless location algorithm uses weighted observations, where the observations are weighted with received signal strength.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00810005.5

[43] 公开日 2002 年 7 月 24 日

[11] 公开号 CN 1360804A

[22] 申请日 2000.5.4 [21] 申请号 00810005.5

[30] 优先权

[32] 1999.5.6 [33] US [31] 60/132,814

[86] 国际申请 PCT/CA00/00492 2000.5.4

[87] 国际公布 WO00/69198 英 2000.11.16

[85] 进入国家阶段日期 2002.1.7

[71] 申请人 塞-洛克公司

地址 加拿大卡尔加里

[72] 发明人 米歇尔·法托什 凯文·奥莱

理查德·克卢卡斯

周曼慈

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

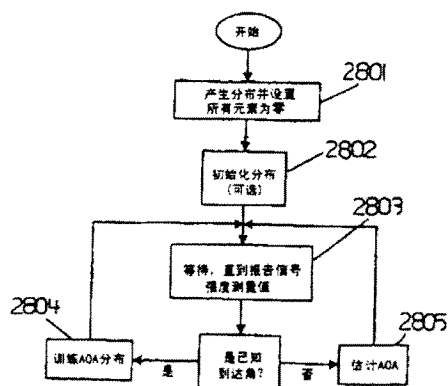
代理人 蹇 炜

权利要求书 14 页 说明书 119 页 附图页数 32 页

[54] 发明名称 无线定位系统

[57] 摘要

一种无线定位系统,采用了统计方法,其中,训练概率分布,将信号参数的可靠观测和已知的位置测量联系起来。当递加观测可行时,然后利用概率分布对移动发射机进行定位。不同的精确无线定位技术可被用于对分布进行训练,或可单独用于对移动发射机进行定位。在一种无线定位技术中,无线定位算法利用加权观测值,其中采用接收信号的强度对观测值进行加权。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种对发射机相对于接收机进行定位的方法，该发射机与该接收机进行通信，该方法包括以下步骤：

a) 将第一组似然函数存放在数据库中，每一个似然函数包含有一系列代表定位测量值对应于第一信号参数之值的概率的数值，该第一信号参数是在该接收机接收到的信号的测量特性的函数；

b) 在该接收机接收该发射机发送的信号；

c) 从接收信号中估计该第一信号参数之值；

d) 参照关于该第一信号参数的似然函数，通过确定对应于该第一信号参数的估计值的定位测量值，相对于该接收机对该发射机进行定位。

2. 根据权利要求 1 的方法，还包括以下步骤：

在数据库中储存第二组似然函数，该第二组似然函数中的每一个包含有一系列代表定位测量值对应于第二信号参数之值的概率的数值，该第二信号参数是在该接收机接收到的信号的测量特性的函数。

由接收信号估计该第二信号参数之值；及

参照对应于该第二信号参数之估计值的似然函数，来消除该移动发射机之定位中的模糊性。

3. 根据权利要求 2 的方法，其中，消除该发射机相对于该接收机之定位中的模糊性包括：将对应于该第一信号参数之估计值的似然函数和对应于该第二信号参数之估计值的似然函数组合起来。

4. 根据权利要求 3 的方法，其中，组合似然函数包括相乘这些似然函数。

5. 根据权利要求 1 的方法，其中，参照基于在附加接收机接收的定位测量值，消除相对于该接收机的该发射机之定位中的模糊性。

6. 根据权利要求 5 的方法，其中，该定位测量值是所接收信号的到达角。

7. 根据权利要求 5 的方法，其中，该第一信号参数是所接收信号的相位的函数。

8. 根据权利要求 5 的方法，其中，该第一信号参数是所接收信号的相位差。

9. 根据权利要求 5 的方法，其中，该第一信号参数是所接收信号的强度的函数。

10. 根据权利要求 5 的方法，其中，该第一个信号参数是所接收信号的强度之比。

11. 根据权利要求 2 的方法，其中：

该定位测量值是所接收信号的到达角；

该第一信号参数是所接收信号之相位的函数；及

该第二信号参数是所接收信号之强度的函数。

12. 根据权利要求 1 的方法，其中，似然函数是通过自适应过程构成的。

13. 根据权利要求 12 的方法，其中：

通过定义不同的箱区来构造似然函数，其中每一个箱区以该第一信号参数和定位测量值相应的上限及下限值为界；及

对于具有已知相对于接收机的定位测量值和所测量的第一信号参数的发射机，当该已知的定位测量值及测量的第一信号参数位于一个箱区的上限与下限内时，则该箱区的值增大。

14. 根据权利要求 1 的方法，其中，利用不同于该第一信号参数的信号参数来训练似然函数。

15. 根据权利要求 14 的方法，其中，似然函数被存放在监测站，当监测站另外有空闲时，对似然函数进行训练。

16. 根据权利要求 1 的方法，其中，似然函数由估计值进行初

始化。

17. 根据权利要求 1 的方法, 还包括若干次重复权利要求 1 中的步骤 b、c 及 d, 以获得定位测量值的若干个估计值, 并从这若干个估计值中获得关于定位测量值的值。

18. 根据权利要求 17 的方法, 其中, 获得关于定位测量值的值包括获得这若干个估计值的平均值。

19. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 该接收机是移动的, 该发射机具有已知的位置, 在该接收机的多个天线上接收信号。

20. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 该发射机是移动的, 该接收机具有已知的位置, 在多个天线上接收信号。

21. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 这些天线位于多个监测站, 该接收机位于这些监测站之一。

22. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 该发射机是移动的收发信机。

23. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 该发射机响应于来自监测站的寻呼而进行发射。

24. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 当该接收机已接收到来自该发射机的信号后, 通知至少另一个接收机检测来自该发射机的发射信号。

25. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 在最初一组接收机接收来自该发射机的信号, 在该最初一组接收机进行检测时, 通知第二组接收机检测该发射信号。

26. 一种对移动发射机相对于监测站进行定位的方法, 该监测站具有至少第一及第二天线, 该方法包括以下步骤:

a) 将第一组似然函数存放在数据库中, 每一个似然函数包含有一系列代表定位测量值对应于第一信号参数值的概率的数值, 该第一个信号参数是在该第一和第二天线接收到的信号的函数;

- b) 在该第一和第二天线处接收所接收到的信号;
- c) 由所接收到的信号估计该第一信号参数的估计值; 及
- d) 参照关于该第一信号参数的似然函数, 通过确定对应于该第一信号参数的估计值的定位测量值, 定位该移动发射机。

27. 根据权利要求 26 的方法, 还包括以下步骤:

将第二组似然函数存放在数据库中, 该第二组似然函数中的每一个似然函数包含有一系列代表定位测量值对应于第二信号参数之值的概率的数值, 该第二信号参数是在该第一和第二天线中之至少一个天线处接收到的信号的函数;

由所接收到的信号来估计第二信号参数的估计值; 及

参照对应于该第二信号参数的估计值的似然函数, 消除对该移动发射机之定位的模糊性。

28. 根据权利要求 27 的方法, 其中, 消除对该移动发射机之定位的模糊性包括将对应于该第一信号参数之估计值的似然函数和对应于该第二信号参数之估计值的似然函数组合起来。

29. 根据权利要求 28 的方法, 其中, 组合似然函数包括相乘似然函数。

30. 根据权利要求 29 的方法, 其中, 参照基于在附加监测站所接收的信号得到的定位测量值, 消除该移动发射机之定位中的模糊性。

31. 根据权利要求 26 的方法, 其中, 该定位测量值是接收信号的到达角。

32. 根据权利要求 26 的方法, 其中, 该第一信号参数是接收信号的相位的函数。

33. 根据权利要求 26 的方法, 其中, 该第一信号参数是在该第一个和第二天线处的接收信号的相位差。

34. 根据权利要求 26 的方法, 其中, 该第一信号参数是接收信

号的强度的函数。

35. 根据权利要求 26 的方法，其中，该第一信号参数是在该第一和第二天线的接收信号的强度之比。

36. 根据权利要求 27 的方法，其中：

该定位测量值是接收信号的到达角；

该第一信号参数是接收信号的相位的函数；及

该第二信号参数是接收信号的强度的函数。

37. 根据权利要求 26 的方法，其中，似然函数是通过自适应过程构成的。

38. 根据权利要求 37 的方法，其中：

通过定义不同的箱区来构造似然函数，每一个箱区由该第一信号参数和该定位测量值相应的上限及下限值定界；及

对具有已知定位测量值和测量的第一信号参数的移动发射机，当该已知的定位测量值和测量的第一信号参数位于一个箱区的上限与下限之间时，该箱区的值被增大。

39. 根据权利要求 26 的方法，其中，采用不同于该第一信号参数的信号参数来训练似然函数。

40. 根据权利要求 26 的方法，其中，当该监测站另外有空闲时，对似然函数进行训练。

41. 根据权利要求 26 的方法，其中，用估计值对似然函数初始化。

42. 根据权利要求 26 的方法，其中，还包括若干次重复权利要求 26 中的步骤 b, c 及 d，以获得该定位测量值的若干个估计值，并从这若干个估计值中获得关于该定位测量值的值。

43. 根据权利要求 42 的方法，其中，获得关于该定位测量值的值包括获得该若干个估计值的平均值。

44. 一种对移动发射机定位的方法，该方法包括以下步骤：

在若干个接收机检测来自移动发射机的发射信号；
组群相干检测这些发射信号，产生一派生信号；及
对该派生信号进行处理，以找出该移动发射机的位置。

45. 根据权利要求 44 的方法，其中，组群相干检测这些发射信号包括：

选择在一时间间隔内、在一监测站的发射信号到达时间的试算值；

使该发射信号和在该时间间隔的多个子区间上的试算值相关联，产生子区间相关值；

相干组合在试算频率的子区间相关值，产生函数 $z(\tau, F)$ 的一组值，其中 τ 为时间估计值， F 为频率估计值；

选择时间估计值之一和频率估计值之一作为该发射信号到达的时间和频率。

46. 根据权利要求 45 的方法，其中，所选择一个时间估计值是产生函数 $z(\tau, F)$ 之最大值的时间估计值，所选择的一个频率估计值是产生函数 $z(\tau, F)$ 之最大值的频率估计值。

47. 根据权利要求 45 的方法，其中，相干组合子区间相关值包括在子区间相关值上计算快速傅立叶变换。

48. 根据权利要求 45 的方法，还包括通过采用试算值的更小间隔计算子区间相关值，提高到达时间估计值的精度。

49. 根据权利要求 44 的方法，还包括找出当接收机接收该发射信号时、该发射信号的上升沿。

50. 根据权利要求 45 的方法，其中，通过相干组合未进行幅度平方的子区间相关值，检测到发射信号的到达相位。

51. 根据权利要求 45 的方法，其中，在接收机的发射信号的到达强度被定义为 $z(\tau, F)$ 的最大值的函数。

52. 一种方法，用于估计一组两个或多个无线信号发射机相对

于一个无线信号接收机所处的角度，其中，利用两个接收信号的强度差来计算或选择最可能的角度。

53. 根据权利要求 52 的方法，其中，从多组表示关于各个角度的似然性的数中选择一组数，这组数具有最接近所观测的信号强度差值的相关信号强度差。

54. 根据权利要求 53 的方法，其中，未能检测到两个信号中的一个信号，被认为有固定信号强度差。

55. 根据权利要求 54 的方法，其中，利用多对发射天线选择多组表示到达角之似然性的数，并将所选择的多组数组合为一组数，由该组数估计到达角。

56. 一种方法，用于产生一组数，该组数表示对于接收来自多个发射机的信号的一个接收机、相对于到达角和到达强度之差的二维似然分布，其中，组成到达角和到达强度之差的配对的观测值，对于每一观测值，与所观测的到达角和到达强度之差最接近相关的分布内的元素被增大。

57. 根据权利要求 56 的方法，其中，所述元素被增大一个固定量。

58. 根据权利要求 57 的方法，其中，所述元素被增大一个量，该量是观察到的到达角度和到达强度差的的置信度的单调函数之结果。

59. 根据权利要求 53 的方法，其中，根据基于方位角、并可能包括发射天线之扇区宽度的典型天线增益模式对这些组数进行初始化。

60. 根据权利要求 53 的方法，其中，利用具有在发射天线之方位角处的端点的逐段线性分段，该二维分布被初始化。

61. 根据权利要求 56 的方法，其中，由已知的发射站坐标和接收机的坐标计算出到达角，接收机的坐标如由全球定位系统确定。

62. 根据权利要求 56 的方法，其中，由已知的发射站坐标和接收机坐标计算出到达角，该接收机的坐标如由位于所述接收机处的发射机发射信号的到达时差决定，所述信号在不同的其他位置被接收，可能包括该第一组发射机的位置。

63. 根据权利要求 53 的方法，其中，所述一组数是从一似然分布中选择，该似然分布的产生是通过：

组成到达角和到达强度之差的配对的观测值，对每一观测值，与所观测的到达角和到达强度之差最接近相关的概率分布内的元素被增大。

64. 根据权利要求 63 的方法，还包括平滑该概率分布。

65. 一种方法，用于估计在接收无线信号的天线和一组两个发射无线信号的天线之位置之间、相对于某一基准角的角度，其中，利用两个接收信号的相位差计算或选择最可能的角度。

66. 根据权利要求 65 的方法，其中，从多组表示关于各个角度的似然性的数中选择一组数，这组数具有最接近所观测的信号相位差值的相关信号相位差。

67. 根据权利要求 66 的方法，其中，利用多对发射天线选择多组表示到达角之似然性的数，并将所选择的多组数以适当方式组合为一组数，由该组数估计到达角。

68. 根据权利要求 53 和 66 之任一项的方法，其中，利用多对发射天线选择多组表示到达角之似然性的数，有些组相对于所观测的信号强度差，有些组相对于所观测的相位差，并将所选择的多组数以适当方式组合为一组数，由该组数估计该到达角。

69. 一种方法，用于产生一组数，该组数表示对于从多个发射机接收信号的一个接收机、相对于到达角和到达相位之差的二维似然分布，其中，组成到达角和到达相位之差的配对的观测值，对于每一观测值，与所观测的到达角和到达相位之差最接近相关的分布内

的元素被增大。

70. 根据权利要求 69 的方法，其中，所述元素值被增大一固定量。

71. 根据权利要求 69 的方法，其中，所述元素被增大一个量，该量是观测到的到达角度和到达强度差的置信度的单调函数之结果。

72. 根据权利要求 69 的方法，其中，由已知的发射站坐标和接收机的坐标计算出到达角，接收机的坐标如由全球定位系统确定。

73. 根据权利要求 69 的方法，其中，由已知的发射站坐标和接收机坐标计算出到达角，该接收机的坐标如由位于所述接收机处的发射机发射信号的到达时差决定，所述信号在不同的其他位置被接收，可能包括该第一组发射机的位置。

74. 根据权利要求 66 的方法，其中，所述一组数据是从权利要求 69 的似然分布中选取。

75. 根据权利要求 52 的方法，适用于有不同极化的发射天线。

76. 根据权利要求 56 的方法，适用于利用前向链路三边测量法来训练。

77. 一种用于估计无线发射机的位置的方法，其中，利用由位于一对或多对接收机处的发射机所发射信号的到达强度差，来选择位置。

78. 根据权利要求 77 的方法，其中，从多组表示各个位置的似然性的数中选取一组数 $P(i_x, i_y)$ ，选择的手段是选择具有最接近所观测的 SDOA 的相关 SODA 的那组数。

79. 根据权利要求 78 的方法，其中，在一对接收机中的一个接收机，可选地被认为有固定信号强度差。

80. 根据权利要求 79 的方法，其中，用于至少一个接收机检测发射信号的接收机的所有可能配对，被用于选择一组数 $P(i_x, i_y)$ ，

这些组数被以合适的方式组合成一组数，由该组数来估计该无线发射机的位置。

81. 根据权利要求 80 的方法，其中，通过在每一组的每一个数都加上一固定数 p_0 ，这些组数 $P1 (ix, iy)$ 、 $P2 (ix, iy)$ 、 \dots （等）被组合，结果是，取所有具有相同符号 (ix, iy) 的和，以产生单组数 $P_{combined} (i_x, i_y)$ 。

82. 根据权利要求 81 的方法，其中， (x, y) 位置估计值为所得到的单组数 $P_{combined} (ix, iy)$ 的一阶矩，通过比例变化和补偿将其转换到由量化坐标 (ix, iy) 表示的坐标系。

83. 一种方法，用于产生一组数 $D (ir1, ir2, is, ix, iy)$ ，该组数表示对于具有已知的或可能的发射机位置 (ix, iy) 的该对接收机 $(ir1, ir2)$ 、所观测的 SDOA 之相关的似然性，其中，根据观测值 $(ir1, ir2, is, ix, iy)$ ，增大数 $D (ir1, ir2, is, ix, iy)$ 。

84. 根据权利要求 83 的方法，其中，根据观测值 $(ir1, ir2, is, ix, iy)$ ， $D (ir1, ir2, is, ix, iy)$ 被增大一固定量。

85. 根据权利要求 83 的方法，其中， $D (ir1, ir2, is, ix, iy)$ 被大的量为该观测值 $(ir1, ir2, is, ix, iy)$ 之置信度、如信噪比 SNR、的单调函数。

86. 一种定位移动发射机的方法，该方法包括以下步骤：

检测由该移动发射机发射及在第一接收机处接收的信号；

一旦在该第一接收机处检测到来自该移动发射机的信号，则立即通知至少一个第二接收机，以搜索并检测由该移动发射机发射的信号；及

通过处理在该第一和第二接收机处接收到的信号来定位该移动发射机。

87. 根据权利要求 86 的方法，其中，在最初一组接收机处接收来自该移动发射机的信号，而一旦在该最初一组接收机处检测到信

号，则通知第二组接收机，以搜索和检测来自该移动发射机的信号。

88. 根据权利要求 86 的方法，其中，通知该第二接收机利用在第一接收机处接收的信号的特性来搜索该移动发射机。

89. 一种检测来自移动发射机的发射信号的方法，该方法包括以下步骤：

在若干个监测站检测来自移动发射机的发射信号，产生一个具有观测周期的接收信号；

使所接收的信号与在该观测周期的子区间上的搜索信号相关联，以产生子相关性结果；

对该子相关性结果进行滤波，以消除在预先确定的频率漂移范围之外的信号成分，得到过滤后的子相关性结果；及

非相干组合这些过滤后的子相关性结果，产生到达时间的估计值。

90. 计算机可读媒介，包括用于计算机以执行无线定位过程的指令，所述过程选自包括 MLR 过程 A1-A10 和 1-3 的一组过程。

91. 一种主计算机，被编程以执行无线定位过程，所述过程选自包括 MLR 过程 A1-A10 和 1-3 的一组过程。

92. 一种装置，被编程以执行上述权利要求之任一项的方法。

93. 计算机可读媒介，包括用于计算机以执行权利要求 1-89 的任一项的方法的指令。

94. 一种定位发射机的方法，该方法包括以下步骤：

在多个站接收来自该发射机的信号，

处理该信号，以产生对应于每一站之接收信号的第一信号参数的观测值；

对这些观测值应用无线定位算法，以产生该发射机的位置估计值，其中，利用无线定位算法，根据相应的所接收信号的可靠性，对观测值进行加权。

95、根据权利要求 1 的方法，其中，该无线定位算法是一种迭代最小化算法。

96、根据权利要求 2 的方法，其中，该迭代最小化算法使对于这些观测值的残差调整之平方和最小化，所述观测值被要求产生解。

97、根据权利要求 3 的方法，进一步包括：

对每一个接收信号，得到接收信号强度，以产生对应于每一个观测值的接收信号强度；

根据相应的接收信号的接收信号强度，对观测值进行加权。

98、根据权利要求 4 的方法，其中，当观测值是大错时，将该观测值从处理中去除。

99、根据权利要求 5 的方法，其中，闭合差和标准残差中所选择的一个被用于标记可能是大错的观测值。

100、根据权利要求 4 的方法，进一步包括以下步骤：

当观测值的列入增大了该发射机定位的估计值的标准偏差、且该标准偏差大于该发射机之定位的估计值的精度衰减因子时，从迭代最小化算法的应用中排除观测值。

101、根据权利要求 2 的方法，其中，在查菲方法、二次曲线轴定位、及查菲方法和二次曲线轴定位中选其一种，用于检测解分叉。

102、根据权利要求 2 的方法，其中，在二次曲线轴定位、平面交叉、及二次曲线轴定位和平面交叉中选其一种，用于为迭代算法提供初始位置。

103、根据权利要求 1 的方法，其中，每个观测值是在多对站收到的信号的到达之间的时间差。

104、根据权利要求 2 的方法，其中，该迭代最小化算法是从基于这些站的已知定位的初始位置开始的。

105、一种定位移动发射机的方法，其中，该移动发射机包括没有语音部分的信号发射机，该方法包括下列步骤：

接收由该移动发射机在蜂窝频率上发出的信号；

处理这些信号，以估计该移动发射机的位置。

106、一种定位移动发射机的方法，包括下列步骤：

在多个接收位置接收由该移动发射机发出的信号，并处理所接收的信号，以得到一组第一信号参数的观测值；及

识别是大错值的观测值；

从该组观测值中去除大错值；及

根据该组已去除大错值的观测值估计该移动发射机的位置。

107、根据权利要求 13 的方法，其中，当观测值的列入增大该移动发射机之定位估计值的标准偏差、且该标准偏差大于该移动发射机之定位估计值的精度衰减因子时，这些观测值被去除。

108、一种对具有振铃器的移动收发信机进行定位的方法，该方法包括下列步骤：

关掉该振铃器；

寻呼该移动收发信机；

通知该移动收发信机发射信号；

在监测站接收来自该移动收发信机的信号；及

处理在该监测站接收到的信号。

109、一种对正在向 PSAP 进行 911 呼叫的移动发射机进行定位的方法，该方法包括以下步骤：

在 PSAP 接收由移动发射机发出的 911 呼叫；及

当 PSAP 在非应答对话模式下时，对该移动发射机定位。

110、计算机可读媒介，包括用于计算机以执行无线定位算法的指令，其中，根据接收信号的接收信号强度，加权接收信号的观测值的处理。

111、一种主计算机，被编程以实现无线定位算法，其中，根据接收信号的接收信号强度，加权接收信号的观测值的处理。

112、计算机可读媒介，包括用于计算机以实现无线定位过程的指令，所述过程选自包括过程 I, IA, IB, II, IIA, IIB, III, IIA, IIB, IV, IVA, IVB 和 V 的一组。

113、一种主计算机，被编程以实现无线定位过程，所述过程选自包括过程 I, IA, IB, II, IIA, IIB, III, IIA, IIB, IV, IVA, IVB 和 V 的一组。

114、一种定位无线发射机的方法，选自包括过程 I, IA, IB, II, IIA, IIB, III, IIA, IIB, IV, IVA, IVB 和 V 的一组。

无线定位系统

本发明的技术领域

本发明涉及用于定位发射机及接收机、尤其是移动发射机或接收机的方法和设备。

参照的其它申请

这个申请要求于 1999 年 5 月 6 日递交的临时申请号为 60/132,841 的优先权。

本发明的背景技术

由于政府要求无线系统运营商能够在他们的服务区域定位移动发射机运行，移动发射机的定位已经变得相当重要。这里所述的发明是针对改进的无线发射机的定位。

通过比较在两个或更多的接收天线的信号强度，估计出无线传输的到达角 (AOA)，这一原理被确定地建立。例如美国专利 3,824,595 描述了一种系统，该系统有两个接收天线被排列在不同的角度。当天线收到从单个信号源传来的信号时，再应用 AOA 与 SDOA 的关系，可以从到达的强度差 (SDOA) 估计出 AOA。

在许多情况下，要充分地表述 SDOA 与 AOA 的关系是不容易且不切实际的。这种关系可能会因为天线或其位置的改变、或是反射、折射、阻碍或其它方式影响从发射机到接收天线的传输路径的物体的改变而发生变化。SDOA 与 AOA 的关系也可以不是单值，相反，在 SDOA 与 AOA 之间可能存在的是一种统计关系。

通常，假设 AOA 估计的目标是决定发射机相对接收机定位的角度，即发射角 (AOT)。通常假设，在接收机上的信号到达角 (AOA) 与 AOT 是相同的，因此，已经知道的 AOA 是对 AOT 的适当估计。在某些情况下，这种假设并不适用。

一种困难就是：蜂窝式电话发射的信号可能沿着一条径直的路径到达蜂窝站，还可能经过一条或多条反射路径到达。沿径直路径应该比沿反射路径先到达蜂窝站。

参看图 18 及 19，通过在接收机 A 和接收机 G 测量信号强度估计出 AOA，接收机 A 和接收机 G 都配备有定向天线。因为天线在径直路径方向的增益低于反射路径方向的增益，在接收机 A 上测出径直路径的能量低于反射路径的能量。接下来，对信号检测的 3 个典型例子作了讨论。这里没有作阐述的许多可选情况是可能的，包含径直路径的阻碍、附加反射和未能检测出各种信号到达。

情况一：如果 AOA 是用直达信号估计出来的，该直达信号是最早到达接收机 A 和接收机 G 的信号。这种情况下，估计的 AOA 可能接近 AOT。

情况二：如果 AOA 是用接收机 A 和接收机 G 上的反射信号估计出来的，这种情况下，严格地说，AOA 将被正确地估计出来（对于反射路径）。然而，沿着反射路径的到达角就不同于发射角（AOT）了，并且接下来对发射机位置的估计会发生明显的错误。

情况三：如果 AOA 是用在每个天线最强的到达信号估计出来的，这种情况下，到达天线 G 的最强信号将是沿径直路径。然而，选择到达天线 A 的最强信号是多路径反射。这种情况下，估计的 AOA 或 AOT 很可能有明显的错误。

接收机也许不能区分多次入射之间的差异，每个接收机可以选择最强信号到达，而导致上述情况三的情况。

一种显而易见的选择就是选择在每个天线的最早到达检测信号用于对 AOA 的估计。由于径直路径总是比反射路径到达得早，有时这种方法允许从多个已经知道的 AOA 中选出 AOT。如果径直路径到达的检测在任何相关天线都失败了，那么，这种方法也将失败。

在检测移动发射机的传输中也出现了一个问题。相干的或不相干的检测可能被使用。相干检测的灵敏度被接收信号的频率偏差所降低，这种灵敏度的降低可以通过对多频率偏移差的相干检测得到改善，但这种解决方法要求过高的计算资源或硬件资源。不相干检

测在计算上是有效的，它也能被用于降低频率偏差的影响，但是，不相干检测与相干检测相比灵敏度低。

虽然此问题有统计性，并且这些检测上的问题不容易在对移动发射机定位中出现，但是关于移动发射机的精确定位也存在一些问题。例如，在移动发射机的定位中通常使用的是最小平方法，其中存在信号参数的多余观测。表达定位估计与假设定位的接近的函数被最小化，该定位估计是由观测值计算得出的。该函数通常是由一个解的定位估计值之差的平方和。最小平方法是迭代的，伴随每个迭代中的解的变更。如果此方法收敛，最小化在收敛点的函数的解作为解。在最小平方法和相似的迭代法中可能产生各种不同的问题，例如解的分叉、引起非常不准确甚至是完全不准确的定位估计值的严重错误。

发明概述

本发明的目的是在不同的方面解决先前提到的问题。

根据本发明的一方面，提供一种用于估计 AOT 和/或无线接收机之位置的系统。首字母缩写词 MLR（最大似然区域估计）被用于表示本发明的一种方法。在本发明的一个方面，从具有不同定向增益和/或不同方位的天线发射出多路信号，并被接收机接收。该接收机单元测量信号参数，如不同发射信号的信号强度，这些信号的测量参数被用来估计接收单元的位置。在本发明的另一方面中，具有不同天线增益模式的多路接收机接收一个发射机发射出的信号。

因此使用前向或反向链接信号测量法或两者结合可实现 MLR。本发明优选的实施例是反向链路实施例（反向链路 MLR），应用于 IS-95 CDMA（码分多址）蜂窝式网络。

因此根据本发明的一个方面，提出了一种对发射机相对于接收机进行定位的方法，其中，该发射机与该接收机进行通信，该方法包含以下步骤：

- a) 在数据库里储存第一组似然函数，每个似然函数包含一系列表示定位测量值对应第一信号参数之值的概率的数值，

该第一信号参数是在该接收机接收到的信号的测量特性的函数；

- b) 在该接收机接收从该发射机发来的信号；
- c) 由接收到的信号估计该第一信号参数的值；
- d) 参照关于第一信号参数的似然函数，通过确定对应于该第一信号参数的估计值的定位测量值，相对于该接收机对该发射机定位。

在本发明的一方面，提供了一种信号参数的估计，例如 AOA 估计。这种信号参数的估计可结合其它位置信息，得出该接收机在经度和纬度、或相当的座标系的位置估计值。其它定位信息可能是一个圆周，由往返行程延迟测量值定义；也可能是一条双曲线，由到达时间差测量值定义；还可能是一条线，由分离 AOA 测量值定义，或者是这些信息的结合。

根据本发明的实现，接收机将信号强度的测量值转送到一个装置，该装置从该测量值估计出 AOT。此装置可被集成在接收机里，或处于非常接近接收机的位置，或是其它方式。更可取的是，用每对信号强度测量值计算一个到达强度差 (SDOA)，又用 SDOA 选择一个 AOA 似然分配，表达不同 AOT 的似然性，给出观测到的 SDOA。多个 AOA 的似然分配可以被选择，并结合这些似然分配以产生一个 AOA 似然分配，从中选择最可能的 AOT。

如果只有一对接收机中的一个检测出该信号，而其它接收机不能实现充分肯定的检测，那么，一个固定的到达强度差可以被分配到那对接收机，在检测到的接收机比没有检测的接收机显示出的到达强度要强得多。

如果为了在不同的中间阶段保持一个希望的信号水平，该接收机内的增益发生变化。增益的变化能通过当前接收机增益的乘法逆元素调节接收信号的数字表示而得到补偿。用这种方式，在任何时间点的增益改变的影响就被补偿了。

应用这种统计方法，SDOA 与 AOA 之间的多值关系被有效地用来估算 AOA。例如，假设一对特定天线之间观测到的 SDOA 是 10dB，

表明 AOA 同样可能是 10 度或 90 度。假设另一个观测到的 SDOA 表明 AOT 可能是 60 度到 120 度之间的一个角。这两个选定的似然分配结合起来，产生一个 AOA 似然分配，它表明该 AOT 约为 90 度。

使用这种统计方法，当多路径反射导致一个 AOA 与该 AOT 不同时，甚至在径直路径被遮掩的情况下，这个 AOT 也可以被正确地估计出来。如前段例子所述，这些多路到达可能导致 SDOA 与 AOA 之间的多值关系。假设，当径直路径以 10 度的 AOA 和 AOT 到达时，一个约为 10dB 的 SDOA 通常被观测到，当 AOT 为 90 度时，观测到一个约为 10dB 的 SDOA，在这种情况下，反射路径被接收到。当观测出一个 10dB 的 SDOA 时，对应于一个观测到的 10dB 的 SDOA 的 AOA 似然分配将会被选择，它表明 AOT 可能是 10 度或 90 度。结合其它信息，如结合另一个观测到的 SDOA，可以选定正确的 AOT。

此外，还提供了测量和应用 SDOA 和 AOA 之间关系的新颖技术，例如包括一种经验的两维 SDOA-AOA 似然分配。

该统计方法的另一个优点是：使用在蜂窝式网络中已经实现的传输，可实现 SDOA-AOA 似然分配的训练 (training)。例如，在 IS95 CDMA 网络上，移动台将规律地报告导频信号的 SOA 测量值，这些导频信号适用于 MLR 训练或估计。

在本发明的又一方面，设置若干个定位系统，对用于 MLR 训练的移动台做出高可靠性定位估计。此外，可以利用传统的技术提供在该训练过程中的位置估计。

可以选择对每个接收信号的最强射线，以有助于避免多路径问题。通过 SDOA-AOA 分配可以解释典型反射射线与 AOT 之间的关系，因此，尽管估计中包含强大的多路径成分，AOT 也能被准确地估计出来。此外，可以利用最早到达信号避免多路径问题。

IS-95 CDMA 提供了从蜂窝站的每个扇区出来的单独的导频信号。在本发明的又一方面，这些独特的导频信号能被用作用于 MLR 的多个接收信号。IS-95 CDMA 手机可测量出这些信号的强度。

在本发明的一个方面，MLR 收集以已知到达角到达的信号强度的多个观测值，以产生 SDOA 和 AOA 的经验似然分配（类似于理论上的概率分布函数），它们转而用于为接下来的 SDOA 观测预测 AOA。

在本发明的另一方面，没有检测信号或者失败的信号检测被合并进入 AOA 的信息中。例如，假设移动台在相对蜂窝站的方位角 10° 至 30° ，它很可能检测 A 扇区导频信号，并不检测 B 扇区导频信号，进一步推测这样的情况不太可能发生在其它的方位角。因为对扇区 A 和扇区 B 的分布被训练（trained）了，具有方位角在 10° 至 30° 、取值 high_SDOA_bin 的箱区的元素将具有的值比方位角在 10° 至 30° 的其它箱区要大得多。无论什么时候，当一个移动台在未知的方位角报告扇区 A 导频、不报告扇区 B 导频之检测时，这个分布将显示该移动台在方位角 10° 至 30° 之间的高概率。

本发明之目的之一是估计发射装置的位置。可选的是，MLR 可用于解决多重定位方案，或者从 TDOA（到达时差）、AOA 或其它方式证实位置估计。此外，也可利用 MLR 在一个发射装置的许多可能位置之间做出选择。MLR 的额外利用包括产生无线有效区地图、无线容量以及有效区分析和计划。

该优选实施例使用从几对接收机 SOA 观测值得到的 SDOA 观测值，而不直接使用 SOA 观测值。在该优选的和其它的实施例中，发射机的发射功率可能发生很大变化，不容易预测。使用 SDOA 可以不必确定发射的功率。

在本发明的又一方面，在网络范围内，有许多接收机将接收到传输信号的 SOA 的测量值向 MLR 主机报告。主机保持一个 SDOA 似然分布、用于训练似然分布的手段、及利用似然分布估计位置的手段。

在本发明的又一方面，第二搜索方法被接收机用于加强对传输信号的检测。当接收机向主机报告传输信号的检测时，主机可命令其它的接收机加强对所述传输信号的搜索。所有检测传输信号的接收机向主机报告观测到的 SOA。

在本发明的一个方面，主机然后采用非 MLR 的方式试图确定发射机的位置。如果这种方式成功，然后，通过增加对应于所有观测的 SOA 和已知位置之配对的分布元素，主机训练 MLR 分布。

在本发明的一个方面，如果主机不能采用非 MLR 的方式决定发射机的位置，那么主机通过 MLR 继续估计位置。主机从它总的 MLR 分布中提取一个或多个 (x, y) 似然分配，这些似然分配与观测到的 SOA 是相应的。这些分配结合成单一的 (x, y) 似然分配，由该似然分配估计出位置。

在本发明的一个方面，如果一对接收机中之一报告了成功的检测，而另一个未报告，那么，一个观测到的 SDOA 仍然可以被计算，未检测接收机的 SOA 被假设是一个小于最小可实现的 SOA 的数字。有些 SDOA 提供的对训练和估计的改进是很小的。为了抑制对这些 SDOA 的处理，如果两个接收机先前没有检测发射信号，那么，就抑制了非常低的 SOA 被分配到一个非检测接收机的情况。

本发明的不同方面有许多优于先有技术的优点。这些优点包括它不需要其它专用设备，毫不费力就可以利用传输进行自我训练。一个相应的优点是：它可随时间的改变增加训练信息，以适应不断改变的传播条件。

本发明之一方面的另外一个优点是可以由任何数量的接收机结合观测情况，以对发射机的可能位置进行最准确的估计。当从该组接收机中增加或删除一个接收机时，适应的训练能结合这种改变，并且保持当前及新训练数据的几乎最佳使用。

然而，本发明的另一个优点是能够利用非检测信息帮助进行发射机位置的估计。例如，如果传输信息只被一个接收机检测，并且训练数据表明单独由所述接收机检测、且未由相邻的接收机检测到的传输，具有来源于特定区域的高似然性，那么，MLR 将在所述的区域产生一个点，作为发射机的估计位置。

本发明之一方面的另一优点能记住及认识区域内的非单值路径损耗。例如，如果从特定区域传来的传输信息展示一个 SDOA 具有一个多峰（2 个或多个峰值）似然分配，本发明将不会使观测值失

真，通过将它们转换成单个平均路径损耗（如信号强度等高线图），也不会将它们转化成为变化很大的单个平均路径损耗。通过储存观测到的似然分配，本发明保持了所有观测的 SDOA 的更高次统计。

本发明之一方面的另一个优点是它的适用性（如前向链路 MLR 和/或反向链路 MLR），它能适用于多种类型的无线系统和传输格式。与其它无线基本设施（如蜂窝塔）定位在一起可以是所有的接收机、或一些接收机、或没有一个接收机。许多无线系统已经合并可用作接收机 SOA 观测值的信号和测量。例如，IS-136 TDMA（时分多址）蜂窝系统和 GSM（全球数字移动电话系统）蜂窝系统中，移动单元监控和报告来源于复合基站扇区的控制信道信号的 SOA。在 AMPS（高级移动电话服务）蜂窝系统中，在移动体附近的基站监视和报告移动传输的 SOA。

本发明之一方面的另一个优点是，利用似然分配将多种测量合并到训练和估计中。到达相差信息容易地表现出代替 SDOA 信息、或与 SDOA 信息一起被表现，与 TDOA、以及与发射机和接收机的位置和方位有直接或间接关系的任何其它信号特性一样容易。

本发明之一方面的又一优点是，能合并无数种形式的定位相关信息。基于网络的 TDOA 系统或 GPS（全球定位系统）系统提供的位置信息可以容易地被合并成为训练（training）数据。如果这样一个 TDOA 或 GPS 系统、或一个 AOA 系统可以把发射机位置分析为轨迹（如一条双曲线），它就可被叠加一个 MLR 似然分配以选定最能满足所有可得到的观测值的位置。

在本发明的另一方面，提供精确定位移动发射机、尤其是 CDMA 发射机的非统计方法。它可以用来训练定位移动发射机的 MLP 方法，也可以单独使用。这些非统计方法在本发明的以下方面做了略述。

根据本发明的另一方面，提供了一种基于网络的无线定位系统（WLS），由此现存的 CDMA CT 能够被被动地定位，不需要更改 CT 或者蜂窝天线基本设施。

根据本发明的另一方面，提供估计 CDMA CT 的静态和动态位置

信息的一种方法，CDMA CT 通过对在 i^{th} MS 的 k^{th} 天线上接收到的相应信号 $r_{i,k}(t)$ 进行监视发射信号 $s(t)$ 。

根据本发明的另一方面，提供了一种方法，采用一种独特及新颖的方式校正错误的源的方法，该错误对 IS-95 CT 影响不同的定位技术，包括频率误差、时钟偏移、总的群延迟、多路径和干扰，并减低噪音的影响，降低横向精度精度衰减因子 (HDOP)。

根据本发明的另一方面，提供了一种方法，通过利用由 CT 在访问信道或反向业务信道发射的信号、以被动的方式定位加电的 IS-95 CT。为了使 CT 真正处于被动，可能关掉它的振铃机并要求 BS (基站) 呼唤它 (例如：通过从主机呼叫 CT 或通过其它方法)。

根据本发明的另一方面，公开了用于定位 CT 的访问消息的应用，通过由 MS 或关联设备处理该消息的信号表现形式，不需要将接收到的访问信息的整个信号表现转移到主机。

根据本发明的另一方面，提供了一种定位加电的 IS-95 CT 的方法，通过估计现存的到达相位 (POA)、或者在访问信道或反向业务信道产生信号音的 POA。这些相位可用 SR 算法求出，以减少多路径的影响。

更可取的是，通过每个 MS 的接收机的总的群延迟变化是由接收机中的温度、干扰和老化的影响引起的，通过用数字组成部分代替一些模拟 RF 组成部分减少了这种变化。优选的是，通过利用全球定位系统 (GPS) 作为共用基准的源，降低了本机振荡器偏差和时钟偏移的影响。

根据本发明的另一方面，提供了一种对 911 蜂窝电话呼叫者定位的方法，并在“无应答交谈”模式中，将它的位置信息转移给适当的 PSAP (公共安全应答点)。

根据本发明的另一方面，提供了一种对移动发射机定位的方法，其中，根据接收信号的接收信号强度，在接收机的接收信号之观测值被用无线定位算法加权，如迭代最小算法。可取的是，允许更多的 MS 被调整到同一个 CT，使 HDOP 最小化，同时，利用通过 RSSI 最小平方加权，求出 CT 位置，减少噪音和多路径的影响。

根据本发明的另一方面，提供了一种用迭代算法对移动发射机定位的方法，其中，闭合差和标准化残差被用来标记可能出错的观察资料。

根据本发明的另一方面，提供查菲（Chaffee）方法或二次曲线轴定位（LOCA），用于检测迭代最小函数中的解分叉（solution bifurcation）。LOCA 和/或平面交叉（Plane Intersection）可以为迭代最小函数提供一个最初位置，如使用最小平方。

TDOA 观测值、混合 TDOA 观测值和 AOA 观测值可用来对 CT 定位。来源于两个 MS 的 TDOA 信息或在同样的 MS 上、来源于几个天线的 AOA，可以被用来解决在这个 MS 上的 AOA 模糊性。来自两个 MS 的区域信息或在相同 MS 上的、来自几个天线的 AOA 可被用于解决在这个 MS 的 AOA 模糊性。

在混合 TDOA 中，发射机被 TDOA 定位，其中，通过从在所有其它接收站的 TOA 中减去在一个选定接收站的接收信号的 TOA 的方式，算出 TDOA 的观测值。

在本发明的另一方面，利用对移动传输组合相干检测，可以实现接近相干的检测精度，并使复杂度更小。在本发明的又一方面，提出了一种非相干检测的改进方法，其中，这些次相关在组合前被低通滤波（采用近似最大期待多普勒频率的截止频率）。可选的是，这些次相关通过一套滤波器组，这套滤波器组的传输频带共同覆盖期望的多普勒频率的范围。

这里也要求保护计算机可读媒介，其中包括能够给计算机或信号处理器的指令以执行所述的方法（算法），以及执行所述方法的设备，如编程的或硬连线的计算机或信号处理器。

在本发明的详细说明中，对本发明的这些方面和其它方面都做了描述，并在权利要求书中要求保护。

附图简要说明

以下参照附图说明本发明的优选实施例，仅作为说明而不限制本发明范围，其中，相同的编号表示相同的部件，其中：

图 1 说明信号 $s(t)$ (103) 由 CT (101) 向基站的传输。

图 2 说明信号 $s(t)$ (103) 在时间 ' τ_o ' 由 CT (101) 的传输, 以及在 i^{th} 监测站 (MS) (201) 的 k^{th} 天线在到达时间 $\tau_{i,k}$ 对该信号的接收。

图 3 说明接收位于 (x, y) 的蜂窝式电话 (CT) 发射的信号的两个 MS 系统。

图 4 说明相对于北进的行进方向 (DOT) ' ϕ ' (401) (从北进往顺时针方向), 和坐标 (x, y) 的 CT 的速度 v (402), 它一起代表 CT 的速率 v 。

图 5 说明可能的到达角 (AOA) 似然函数, 给出两个天线之间的特定入射相位 (POA) 差。此图在 30° 和 150° 处有两个峰值。这表明当 CT 发射的一定的入射相差在两个天线上被检测到时, 在天线上的 CT 发射的到达角可能是 30° 或 150° 。

图 6. 基于 $\text{TDOA}_{2,1,k,m}$ (601) 和 $\text{TDOA}_{3,1,n,m}$ (602) 的 CT (603) 的平面 (水平) 坐标 (x, y) 的两个交叉位置轨迹。换句话说, 求出 (x, y) , 作为利用 3 个到达时间 (TOA) 所得到的两条轨线之间的交叉点 (当选择每一双曲线的正确边后)。为了解出 (x, y, z) , 需要得到四个 TOA。

图 7 说明无线定位系统的第二阶段, 这里, i^{th} MS 下载它的位置信息到中央处理器, 中央处理器被我们称之为主机 (701)。主机使用所有的位置信息估计出 CT 的坐标 (x, y) 、速度 v 和 DOT ϕ 。在图 7 的讨论中, 假设每个 MS 有两个放在相同水平面的天线。

图 8 说明一种对 IF 采样接收机的示例性设计, 这里称之为设计 I。

图 9a、9b、9c、9d 说明用于 TDOA 定位策略的流程图, 该定位策略用于可靠的位置测量。这个定位策略包含了许多算法 (最小平方方法、二次曲线轴定位 (LOCA)、平面交叉) 以及许多的决策。给出一套观测值, 可能有四个结果: 两个 LS 位置解 (908)、两个 LOCA 位置解 (909)、一个 LS 位置解 (923, 936) 以及无位置解 (927)。

图 10 说明一个可能的 AOA 似然函数, 给出了两个天线间的特定到达强度 (SOA) 差。此图有一个宽阔的峰值, 大约从 0° 到 45° 。

这表明，在两个天线上观测到 CT 发射的一定的 SOA 差时，CT 发射在天线上的到达角可能在 0° 到 45° 之间。

图 11 说明第二可能的 AOA 似然函数。

图 12 说明对最大可能到达角 (ML-AOA) 估计的算法的执行。

图 13 和 13A 是说明用于检测 CT 传输的算法的执行的流程图。

图 14 说明监测站和主机的一个示例性实施例。

图 15 说明具有位于等边三角形角上的三个天线的 MS 的二维表示。图 15 假设，一般情况下，这三个天线属于与 CT 相同的水平面。每个天线接收从 CT 发射的信号。此结构是典型的一种三扇区 CDMA 蜂窝单元和 PCS 基本设施的结构。

图 16a 绘出了天线 1 和天线 2 之间的到达相差 (PDOA)，如图 15 所示，相对于 CT 发射的信号到达角 (AOA)，相对于顺时针方向连接天线 1 和天线 2 形成的线。

图 16b 绘出了天线 2 和天线 3 之间的到达相差 (PDOA)，图 15 所示，相对于 CT 发射的信号到达角 (AOA)，相对于顺时针方向连接天线 1 和天线 2 形成的线。

图 16c 绘出了天线 3 和天线 1 之间的到达相差 (PDOA)，图 15 所示，相对于 CT 发射的信号到达角 (AOA)，相对于顺时针方向连接天线 1 和天线 2 形成的线。

图 16a、b 及 c 假设，在一般情况下，任何两个天线间的基线（图 15 所示的 $d_{i,1,2}$ ）是 $2/3$ 米，并且，CT 发射信号的波长与 1.9GHz 的载波频率一致。图 16a,b,c 还假设，相对于它们的基线 $d_{i,1,2}$ ，CT 远离所有天线。

图 17 说明具有两个天线并在 z 轴分开的 MS 的 2-D（垂直）表示，即不同的高度。图 17 假设，一般情况下，这二个天线被置于相同的垂直轴，CT 被置于与该垂直轴相同的垂直面。每个天线接收从蜂窝式电话 (CT) 发射的信号，得到一个仰角。这个 CT 与被给天线间的仰角被定义为 CT 水平面与 CT 和天线连线之间的角。此结构是典型的一个垂直差异蜂窝式或 PCS 系统的结构。

图 18 显示了典型的扇区式蜂窝站的扇区方位，以及到达角。注

意，尽管在理论上，接收机将接收从三个发射机发射的信号，但是，如果发射天线模式是典型的扇区式蜂窝站（如图 17 所示），发射机 A 将以低于发射机 G 的强度被接收，发射机 B 将会以更低的强度被接收，有可能太低，以至于接收机不能检测到它。

图 19 显示对具有三个扇区的蜂窝站的典型天线增益模式。

图 20a 和 20b 显示了扇区 A 和扇区 B 的导频信号（pilot signal）强度与到达角之间的关系。注意，所示的关系是理想化的，在实际领域的测量中，在对时间和对角度的强度中存在着明显的变化。

图 21 显示了如通过移动台测量的导频 A 与 B 的强度差相对到达角之间的关系。这种所示的关系是理想化的。

图 22 说明从径直路径和多路径反射产生的多重信号到达。

图 23 显示了可能作为多重信号到达之结果产生的相关器输出。

图 24a, 24b 和 24c 说明组合两个 AOA 似然分配产生单个、组合的似然分配的影响。

图 25 说明 SDOA-AOA 分布的结构和解释说明，代表到达强度差和到达角的两维似然分配。

图 26 显示 SDOA-AOA 分布的一个元素，此元素对应以下定义参数：

$N_SDOA_bins = 41$

$low_SDOA_bin = -20dB$

$high_SDOA_bin = 20dB$ ， 及

$N_AOA_bins = 361$

SDOA 和 AOA 的箱区（bin）值为 2dB 和 56° ，显示了与分配元素相关的区域。此外，还显示了两个 SDOA-AOA 点，一个在该区域内，一个在该元素的该区域外。

图 27 说明方位角为 120° 和 240° 的一对天线的 SDOA-AOA 分布的方位角初始状态。注意，相对于到达角，此图被认为是周期性的，因此，该图显示两条线段：一条标有“前边”，另一条标有“后边”。标有“后边”这两个部分是相同线段的部分。

图 28 显示对 ML-AOA 操作的总过程的实施例，包括初始化、

训练和估计。

图 29 说明一对接收机的 SDOA 值。每个显示数字表示的 SDOA 值可能是发射机处于该数字的位置时观测到的。SDOA 被计算为接收机 1 的 SOA 与接收机 2 的 SOA 之差。

图 30 显示 MLR 系统之典型实施例的主要物理要素。多个接收机检测发射机的发射，并向 MLR 主机报告测量情况。

图 31 说明二级搜索过程。该二级搜索是为了搜索由初级检索检测的传输。

优选实施例的详细说明

在此专利文件中，单词“包含”用于按其非限制性意义表示，紧跟该单词后的条款是被包括在内的，那些没有特别提及的条款并不必被排除在外。在权利要求书中，在某一元件前使用了不定冠词，表示指定元件中的一个，但不特别地把已存在的其他元件排除在外，除非上下文明确地要求有且只有一个元件。在本发明的详细说明中，公开了发明的几个方面。无论在什么地方提到了“发明目的”或“专利目的”，这都表明下面的条款是这些发明的一个方面的发明，而不是指所有的发明的目的或是关于一项或多项发明的所有方面的目的。更进一步来说，在详细说明时，本发明在被解释为“包括”什么的地方，发明的这个特定方面合并了所提及的步骤或它们的等效物，但这将不会把权利要求限于对于相同特征。在某元件或某一步骤被认为是至关重要的（或相似词语）地方，这是指该元件或步骤对于讨论中的发明的特定方面是至关重要的，但可能对发明的其他方面显得并不重要。如果说本发明为某目的而“打算”做什么事情，这就表明，为所述的特定目的，它愿意在本发明的实现中做那件事情。“箱区 (bin)”指的是一种计数装置，如存储设备中的一个元件，具有值或计数，在微处理器发出的指令控制下，其值可以递增。无线定位算法就是可用于对无线发射机进行定位的任何算法，包括了本专利文件中所列举的算法。

对同类术语所进行的解释以下文为准。

蜂窝式电话 (Cellular Telephone(CT))：可以是便携式或固定装置，

可只包括一个发射机，也可同时有一个发射机和一个接收机。它可以是正规的蜂窝式电话（CT）、PCS（个人通信系统）电话、无绳电话、个人数字助理（PDA）、GPS 接收机，或它们的组合体。它可以是一个无线电 CT（tag），或是不含电话机之音频部分的无线电话。它也可能是一个在一给定信道进行周期发射的发射机，或是一个接收无线通信信号的接收机，或两者的组合。

移动接收机（Mobile Receiver(MR)）：可以是便携式或固定装置，可只包括一个接收机，也可同时有一个发射机和一个接收机。它可以是正规的蜂窝式电话（CT）、PCS（个人通信系统）电话，或无绳电话、个人数字助理（PDA）、GPS 接收机，或它们的组合体。它可以是一个无线电 CT，或不含电话之音频部分的无线电话。它也可能是一个在一给定信道进行周期发射的发射机，或接收无线通信信号的接收机，或两者的组合。

基站 (BS)：在一给定时间内、相对于其他基站、位置已知的设备。BS 可以是便携式的，也可是固定的。它可只有一个发射机，或一个接收机，或两者都有。它可以是一个正规的蜂窝式基站、正规的卫星收发信机、一个 PCS 基站、一个 ESMR 基站、一无线电寻呼基站、或任何其他类型的发射机/收发信机的组合。大多数蜂窝式/PCS 基站采用了分集式天线的某些形式：垂直式（即天线垂直分离）、水平式（天线水平分离）、或采用这两种形式。

蜂房（Cell）：由一个蜂窝式基站（BS）所服务的一个地理区域。

扇形单元（Sectorized Cell）：由复合空间分化扇区构成的一个单元。每个扇区被认为是一个独立蜂窝基站所服务的一个独立的单元。但为了将成本和复杂性最小化，一个单元内的扇区通常由同一个蜂窝基站进行服务。我们将这样的基站称为扇形基站。属于扇形基站的天线通常在同一水平面进行放置，但也不定非要这样做的。

扇形天线（Sector antennas）：在空间分化区内，被基站用来进行发射或接收的方向蜂窝式天线。每个扇区有一个专用天线（或一套天线，如果适用分集。）

分集式天线(diversity Antenna)：为给基站提供冗余反链路信号的蜂窝式天线。可以通过水平或垂直展开的复合式天线或依靠不同偏

振的方法来实现多集式。在该项专利中，作为在一监测站（MS）估计接收无线信号的水平到达角（AOA）的装置，我们采用了水平展开的多集式天线。当多集式天线垂直展开时，要么估计到了仰角 AOA 的大小，要么使用：选择组合、最高比率组合、同相组合、等增益组合或其他组合方式，组合在某一给定监测站、来自所有天线的接收信号。

只要 CT 的高度已知，在某监测站所接收的无线信号的水平 AOA 估计值可以用来估算 CT（蜂窝式电话）和 MS（监测站）之间的射程。

监测站 MS（monitoring site）：是接收机，能监控 4 个信道：接入、寻呼、前向业务和反向业务。为了利用现有的蜂窝式基础设施，适合于给 MS 配置 BS。由于 MS 执行所有的接收任务而不依赖 BS，这项专利不需要那样的配置。实际上，MS 可以是移动的，只要及时知道他们的估计位置。

主机（host）：中央处理器，处理所有从 MS 接收的位置信息，并给所有 MS 发送监控命令。主机同时也负责定位服务如：车队管理、定位精确的收费等。而且主机也负责 MS 的软件/固件的升级/重新配置。

接入信道（access channel）：CT 用于给 BS 发射诸如呼叫方、注册等控制信号的信道。该信道类似于 AMPS 中的反向控制信道。

寻呼信道（paging channel）：BS 给 CT 发射诸如寻呼 CT、应答注册等控制消息的信道。

反向业务信道（reverse traffic channel）：BS 分配给 CT 的信道，通过该信道，在 CDMA 呼叫期间，CT 给 BS 发射声音数据、消息或其他数据。

前向业务信道（forward traffic channel）：BS 分配给 CT 的信道，通过该信道，在一个 CDMA 呼叫期间，BS 向 CT 发射声音数据、消息或其他数据。

导频信道（pilot channel）：BS 传播导频信号的信道，CT 利用该信道来检测 BS、同步和 RSSI 估测值。

同步信道（sync channel）：BS 传播同步消息的信道，该信道由

CT 用来进行内部定时和状态的同步，以及某些网络相关参数的配置。

信号源 (origination): 定义为由 CT 发起的呼叫。

寻呼 (pages): 由 BS 对 CT 发起的呼叫。

反向业务模式 (reverse traffic mode): 在建立呼叫中的一个措施，该措施是为了使 CT 进入反向业务模式，其中，CT 通过反向业务信道开始发射。移动电话通过前向业务通道获得（开始接收）传输后，移动电话便进入该模式。这和 AMP 中的反向语音信道类似。

无应答交谈模式: 指处于被叫方仍然没有应答的交谈模式的信号源。

应答交谈模式: 指处于被叫方已应答的交谈模式的信号源。

超解析(SR)算法 (super-resolution algorithm): 将一个时域信号 $s(t)$ 转换为一个频域信号 $S(f)$ 的一个运算方法，通过这个方法，频域信号 $S(f)$ 可以得到比傅立叶变换所得解析更好的解析，也就是说， $S(f)$ 具有的解析比 $s(t)$ 的傅立叶变换 $F\{S(t)\}$ 得出的结果好。反之亦然，SR 算法将频域信号 $S(f)$ 转换为时域信号 $s(t)$ ，将得到一个比由傅立叶反变换得到的解析更好的解析，也就是说， $s(t)$ 具有更好的解析，比 $S(f)$ 的傅立叶反变换 $F^{-1}\{S(t)\}$ 得出的解析好。SR 算法的例子在文献中相当有名并包括：MUSIC/Root MUSIC、ESPRIT、自回归移动平均、最小方差、采用更高阶统计的 MUSIC、采用更高阶统计的 ESPRIT、采用更高阶统计的自回归移动平均或采用更高阶统计的最小方差。

频域瑞利解析 (frequency-domain Rayleigh resolution): 傅立叶变换所得到的频域解析。

时域瑞利解析 (time-domain Rayleigh resolution): 傅立叶反变换所得到的时域解析。

反 SR 算法 (inverse SR algorithm): 一种处理时域信号的方法，为了改善其时域解析优于传统的时域瑞利解析。反 SR 算法的优选实施例包括：一传统的时域相关器，一时域窗口，一傅立叶变换，一频域窗口，一频域均衡器和一个为了解析在给定 MR 接收信号中的 TOA 而执行 SR 算法的处理器。或者，为了优于传统的频域瑞利

解析来改善它的频域解析，作为选择，反 SR 算法能处理频域信号。在这种情况下，反 SR 算法的优选实施例包括：一传统的频域相关器，一频域窗口，一傅立叶反变换，一时域窗口，一时域均衡器和一个为了解析在给定 MR 的接收信号中的 FOA 而执行 SR 算法的处理器。

基于傅立叶变换的滤波器 (fourier transform-based filter)：滤波器，将时域信号进行傅立叶变化，然后在一个给定频段为已经转换的信号开窗，并将所开窗的信号进行傅立叶反变换。

有效带宽 (effective bandwidth)：在给定观测间隔期间，给定监测站 MS 已观测到所接收的无线电信号的带宽。

CT 的被动定位 (passive location of a CT)：CT 的定位，其持有人不知道。

地面波传播 (surface wave propagation)：贴近地球表面的无线电传播。该类传播的速度和自由空间中的传播速度不同。

仰角 (elevation angle)：CT 和给定天线之间角度，被定义为 CT 的水平面和连接 CT 至天线的连线之间形成的角度。

到达角 (angle of arrival(AOA))：发射信号到达接收机时的角度或方向。除本文件中其他所述外，假定 AOA 和 AOT 是相等的。

发射角 (AOT)：发射机或发射机组相对于接收机所处的角度或方向。应注意 AOA 和 AOT 在很多情况下是相同的，但不是在所有情况都相同。

蜂窝站 (cellsite)：多个无线发射机的位置。在本发明的优选实施例中，这些发射机组成一个蜂窝式通信网络中的一个蜂窝站的扇区，然而，本发明可以通过采用任何类型的发射机来实现。

方位角 (azimuth)：从正北方向按顺时针测量的角度的表示。

发射机：发射无线信号的设备，如蜂窝式电话。该设备所包含的元件有电源、电子振荡电路、调制电路、放大器以及一个或多个天线。一个发射机可以包括一个集成接收机，通常蜂窝式电话就是这样，否则它就可能只是一个发射设备。

网络区域：有接收机的普通区域，在该区域内，MLR 可以估计某些发射机的位置。网络区域可以是在建筑物、城市、大陆内，或

是接近或远离地球表面的空间区域。

接收机：能够接收来自于一个或多个发射机的发射信号、及能够测量接收信号强度或该信号之到达强度（SOA）的装置。一个接收机一般包括天线、无线降频变频器 and 信号处理电路。

通用横向墨卡托栅格系统(universal transverse Mercator(UTM) grid system)：用于识别在地表上的位置的坐标系。在经线上，每隔 3 度定义一个 UTM 区，总共有 60 个。区内的位置由从赤道起向北算起距离（北向纬度差）和从南-北参考线起的距离（东向值）两者决定。

到达强度（strength of arrival(SOA)：信号到达接收机时的幅度或功率。

到达强度差（strength difference of arrival (SDOA))：一个信号在两个不同接收机到达的强度之间的差值，或一台接收机收到的两个信号的到达强度之间的差值。

毫瓦分贝（dBm）：信号功率的对数测量单位，将毫瓦级的功率的对数乘以 10 而得到。

利用 AOA 给诸如 CT 的移动发射机定位的原理如图 1-4 所述。

图 1 说明通过 CT (101) 传输信号 $s(t)$ (103)。当 CT 是基于 IS95 时，它或在接入信道、或在反向业务信道传输信号。在这两种之一的情况，传输是为特定的基站（BS）(102) 作打算的。图 1 假定 BS (102) 有两个处于同一水平面的天线。

图 2 举例说明 CT 在“ τ_0 ”时刻的信号 $s(t)$ 的传输，并说明了它在到达时间 $\tau_{i,k}$ 由在 i^{th} 监测站（MS）(201) 的 k^{th} 天线的接收情况。为了解出 CT(202) 的平面坐标 (x,y) ，采用 TDOA 定位，要求最少 3 个 MS（每个 MS 最少一个天线），或者采用到达角（AOA）定位，要求最少 2 个 MS（每个 MS 最少 2 个水平配置的天线）。在上面两种情况之一，可以通过对在 BS 定位 MS 来利用蜂窝式基础设施，这里要利用他们的：

1. 配有良好 RF（射频）覆盖面和合适 RF 高频端的定向天线（可以是分集式的也可是扇区式的）。
2. 到移动交换中心（MSC）的高速链路，采用 T1 链路或有

线电话链路（普通老式电话（POT））。

3. 方便、不受天气影响及温度可调的机套，该机套配有可调电源。

但可以将 MS 放置在一个独立于蜂窝 BS 的地方，由于本发明的方法不要求任何来自于 BS 或 MSC 的协助。在图 2，每个 MS (201) 都有两个天线。

图 3 介绍了有三个 MS 的系统，该系统接收来自于位于 (x,y) 点的蜂窝式电话 (CT) 发射出的信号。在图 3，每个 MS 有两个基本上是放置在同一水平面的天线。图 3 中，当 CT 和每个 MS 距离很远并相对于每个 MS 上的两个天线之间的基线时，接收的波前是平面的，也就是说在下列情况， $\gamma_{i,1} \approx \gamma_{i,2} \approx \gamma_i$ 。

- $\gamma_{i,1}$ 是在 i^{th} MS (第 i 个 MS) 的第一天线的到达角，
- $\gamma_{i,2}$ 是在 i^{th} MS 的第二天线的到达角，
- γ_i 定义为下列两线组成的角度：

1. CT (301) 和 i^{th} MS 的连接线 (称之为线 $_{1,i}$)；
2. 在 i^{th} MS 的两个天线的连接线 (称之为线 $_{2,i}$)。

以顺时针方式从线 $_{1,i}$ 到线 $_{2,i}$ ，而 $i=1,2,3$ 。在图 3 中，对 $i=1, 2, 3$ ，当每副天线的高度比天线和 CT 之间的距离小得多时，线 $_{1,i}$ 和线 $_{2,i}$ ，都在同一水平面上，

图 4 说明了相对于北向（从正北以顺时针方式）的行进方向 (DOT) “ ϕ ” (401)，以及处于坐标 (x,y) 的 CT(404) 的速度 v (402)，该坐标一起表示 CT 的速度 \vec{v} 。当 $i=1, 2, 3$ 时，位于坐标 $(x_{i,k}, y_{i,k}, z_{i,k})$ 处的 i^{th} MS (403) 中的 k^{th} 天线接收到信号 $r_{i,k}(t)$ 后，将信号进行处理，并将关于 CT 的位置信息传递给中央处理器。在图 4 中，每个 MS 可以有两副放置在同一水平面上的天线，实际上，CT 和所有的天线也是放置在同一水平面上。

图 5 举例说明了 $TDOA_{2,l,k,m}$ 的二维（水平面）位置轨迹 (501)。其中

$$\begin{aligned} TDOA_{2,l,k,m} &= \tau_{2,k} - \tau_{1,m} \\ &= (\tau_{2,k} - \tau_0) - (\tau_{1,m} - \tau_0) \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{c} \sqrt{(x_{2,k} - x)^2 - (y_{2,k} - y)^2} - \frac{1}{c} \sqrt{(x_{1,m} - x)^2 - (y_{1,m} - y)^2} \quad (1)$$

c 为传播速度, $(x_{1,m}, y_{1,m}, z_{1,m})$ 是在 MS_1 的天线 m^{th} 的坐标, $(x_{2,m}, y_{2,m}, z_{2,m})$ 是在 MS_2 的第 k 个天线的坐标, 并且 (x, y, z) 是 CT (502) 的坐标。这实现了利用基于到达时差 (TDOA) 的双曲线复合 (Multi-lateration) (参考 Turin, G.L. 等人的 “A Statistical model of Urban Multipath Propagation,” IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol.VT-2, NO.1, February 1972, 参考 Smith J.O. 等人的 “Closed-Form Least-Squares Source Location Estimation from Range-difference Measurements,” IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol.ASSP-35, No.12, December, 1987)。在需要 CT 的三维坐标时, 我们将采用下列式子对 (x, y, z) 进行解答。

$$\begin{aligned} TDOA_{2,i,k,m} &= \tau_{2,k} - \tau_{1,m} \\ &= (\tau_{2,k} - \tau_0) - (\tau_{1,m} - \tau_0) \\ &= \frac{1}{c} \sqrt{(x_{2,k} - x)^2 + (y_{2,k} - y)^2 + (z_{2,k} - z)^2} \\ &\quad - \frac{1}{c} \sqrt{(x_{1,m} - x)^2 + (y_{1,m} - y)^2 + (z_{1,m} - z)^2} \end{aligned} \quad (2)$$

图 8 对一示范性的 IF 采样接收机的设计 I (在下文进行讨论) 进行了说明, 它用于以高精度定位移动发射机, 而后此接收机可以被用来训练 MLR 处理。在第 i 个 MS 的第 k 个天线接收到的 RF 信号 $r_{i,k}(t)$ 最初由 RF 带通滤波器 (BPF) 滤波, 然后由 RF 放大器 (803) 放大, 并由混频器 (805) 将其降频变换为中频 (intermediate frequency (IF))。IF 信号被 IF 放大器 (808) 放大, 然后带通滤波器 (807) 进行滤波, IF 放大器 (808) 放大形成 IF 输出。IF 输出被一个 A/D (809)

转换器采样并由数字信号处理器 (810) 进行处理。给 RF 合成器提供频率参考信号 (811)。参考信号的一个首选信号源, 对所有 MS 来说是公用的, 如全球定位系统 (GPS) 信号, 或者是从其中衍生出来的。

图 10 中, 图表中由两个峰值, 在 30° 和 150° 。这表明: 当在两副天线观测到在 CT 的入射相位的确定差值时, 天线处的 CT 传输的到达角可能是 30° 或 150° 。

图 11 对可能的 AOA 似然函数进行了说明, 给出两副天线之间特定的到达强度 (SOA) 差值。图中有一个比较宽的峰值, 大约从 0° 到 45° 。这表明: 当在两副天线观测到在 CT 的入射相位的确定差值时, 天线处的 CT 传输的到达角可能是在 0° 和 45° 之间。

图 12 解释了最大可能到达角 (ML-AOA) 估计值的算法的一种实现。当将 CT 传输通知 MS (1201) 时, 便启动该算法。这可通过 MS 自身检测 CT 的传输来实现, 或者通过 MS 接收到 CT 传输的通知信号来实现。在后一种情况下, 更可取的是, MS 被给予传输的近似 TOA 和关于传输之内容的信息, 帮助 MS 检测 CT 的传输。

MS 企图在一些或所有的适用于 MS 的接收路径检测 CT 传输, 而这些 MS 是和不同天线或天线元件联系在一起的 (1202)。对于 MS 检测的接收传输的每一情况, MS 检测 SOA 和/或 POA (1203)。由于 AOA 取决于一个观察到的 SOA 的函数 (例如比率), 对于每一对 SOA, MS 重新获得一个似然函数。由于 AOA 取决于一个观察到的 POA (1204) 的函数 (例如比率), 对于每一对 POA, MS 重新获得一个似然函数。

通过采用它们的产物 (1205), MS 组合对于 AOA 的似然函数。得到的似然函数的最大值的纵坐标被当作 AOA 的估计值 (1206, 1208)。来自于其他源 (1207) 的信息, 例如来自于其他 MS 的 AOA 似然函数, 可和其他的似然函数进行组合。

图 13 对用于检测 CT 传输的算法的实现进行了解释。相关/组合函数 $z(\tau, F)$ 可以在 τ 和 F 的试算值处求值。 $z(\tau, F)$ 最大值的纵坐标 (τ, F) 分别被作为 TOA 以及到达频率 (FOA) 的初始估计值。该最大值的门限值可被用来确定传输是否被检测到。

图 14 对一个 MS 和主机的可能实施例进行了说明。天线 (1403) 和 RF 降频转换器 (1405) 接收到前向链接传输信号 (1401)。DSP 板 (1407) 将降频 RF 信号转换成数字信号, 对其进行处理, 以检测 BS 传输, 并测量其 TOA, POA, SOA 和 FOA, 以及对 BS 发射的消息进行解码。

天线 (1404) 和 RF 降频转换器 (1406) 接收到反向链接传输信号 (1402)。DSP 板 (1408) 将降频 RF 信号转换成为数字信号, 并将其处理, 以检测 CT 传输, 并测量其 TOA, POA, SOA 和 FOA, 以及对 BS 发射的消息进行解码。

通信控制器 (1409) 连接在 DSP 板 (1407, 1408) 和一些接口 (1410) 之间, 并连接到主机 (1411)。1401-1409 包括 MS。

主机包括一个或多个计算机, 这些计算机接收来自于 MS 的信息, 并估计 CT 的位置、速度和 DOT。虽然在图 14 没有明确的表示, 主机也通过接口发送信息和命令给 MS。

在 WLS 中, 有许多因素影响系统的性能、RF 屏蔽、平坦衰落、频率偏移 (包括 LOs 漂移和多普勒频移)、时钟误差、时间延迟、噪声、多路径 (选择衰减)、接口, 以及和预期 CT 相关的 MS 的地理几何形状, 和功率控制 (控制 CT 发射功率)。

每个因素都将降低 CT 估计位置的精确性, 取决于所采用的、用于求解要求位置的独立方程的技术。

RF 发射信号 (RF transmission): 更明确地说, 低通 (LP) 等效发射信号 $\tilde{s}(t)$ 可以被设计为:

$$\tilde{s}(t) = e^{-j2\pi(f_c + \Delta f_0)\tau_0} e^{-j(2\pi\Delta f_0 t + \zeta_0)} p(t - \tau_0) \quad (3)$$

RF 发射信号 $s(t)$ (参看图 1)可表达如下:

$$s(t) = \text{Re}\{e^{j2\pi f_c t} \tilde{s}(t)\} \quad (4)$$

其中:

- $\text{RE}\{.\}$ 表示实数部分运算;
- f_c 为额定载波频率;
- Δf_0 为 f_c 的频率偏移量 (由于它基本上是 CT 或 BS 的频率基准中的误差, 通常对 CT 或 BS 来说未知的);
- τ_0 是发射时间 (对 MS 来说也是未知的);
- ζ_0 为发射载波频率 ($f_c + \Delta f_0$) 的相位偏移 (相对 MS 来说也是未知的),
- $j = \sqrt{-1}$ 及
- $p(t)$ 为限带的基带信号

由于两种信号类型在决定 CT 的位置或速度时可以包括感兴趣的信息, 信号 $s(t)$ 可以由 BS 或 CT 发射。

RF 接收 (RF Reception): 那么, LP 等效接收信号 $\tilde{r}_{i,k}(t)$, 通过第 k 个天线和 MS i^{th} 可以被设计为:

$$\tilde{r}_{i,k}(t) = G_{i,k} R_{i,k}^{-n} e^{j(\theta_{i,k} + \zeta_0)} e^{j2\pi(\Delta f_0 + \delta f_{i,k})t} p(t - \tau_{i,k} - \Delta t_{i,k}) + w_{i,k}(t) + MP_{i,k}(t) + \tilde{I}_{i,k}(t) \quad (5)$$

RF 接收信号 $r_{i,k}(t)$ (参看图 2) 表达如下:

$$r_{i,k}(t) = \text{Re}\{e^{j2\pi f_c t} \tilde{r}_{i,k}(t)\} \quad (6)$$

- $\text{RE}\{.\}$ 表示恢复复数的实数部分的运算
- $G_{i,k}$ 表示增益 (复数), 由于从 CT 到第 i 个 MS 的第 k 个天线的接收和发射天线产生的 (相应两个天线模式的一个函数)
- $R_{i,k}^{-n}$ 表示传播信道引起的衰减 (实数), 其中
 n 是一个实数 (通常在 2-4 之间), 该实数取决于信道, 及
 $R_{i,k}$ 为 CT 和第 i 个 MS 的第 k 个天线之间的射程

- $\theta_{i,k} = \{-2\pi(f_c + \Delta f_o + \mathcal{F}_{i,k})(\tau_{i,k} + \Delta t_{i,k})\} \bmod 2\pi$ (7)

该式表示在第 i 个 MS 的第 k 个天线上接收到的 RF 信号的相位。
(更具体地，在第 i 个 MS 的第 k 个天线的连接器处)，其中

- $\mathcal{F}_{i,k}$ 是频率偏移，是传播信道上的多普勒频移引起的（速度 v ，和行进方向（DOT） ϕ 的函数）
- $\tau_{i,k}$ 是在第 i 个 MS 的第 k 个天线处的信号 $r_{i,k}(t)$ 的到达时间（TOA）（射程 $R_{i,k}$ 的函数）
- $\Delta t_{i,k}$ 是通过 CT 的天线到在第 i 个 MS 的第 k 个天线的总的群延迟（通常是频率的函数），
- $w_{i,k}(t)$ 表示加性高斯白噪声（AWGN，复数），这是第 i 个 MS 处的第 k 个天线的热噪声引起的（温度和带宽的函数）
- $MP_{i,k}(t)$ 表示第 i 个 MS 的第 k 个天线的所有的多路径部件（复数）（环境和天线高度的函数），
- $\tilde{I}_{i,k}(t)$ 表示在第 i 个 MS 的第 k 个天线的所有的低通等效干扰（在频带内外）

总 RF 接收：在 IS-95 中，多个 CT 同时在同一个反链接频带中发射。在 CDMA 系统的这个模式中， $\tilde{I}_i(t)$ 表示所有的该类 CDMA 信号，除 $\tilde{r}_i(t)$ 在外。

基带接收：一个或多个 IF 阶段降频转换接收到的 RF 信号 $r_{i,k}(t)$ 为模拟基带信号 $\hat{r}_{i,k}(t)$ ，它和完成下列运算是等效的。

$$\begin{aligned}\hat{r}_{i,k}(t) &= e^{j2\pi f_c t} \tilde{r}_{i,k}(t) e^{-j2\pi(f_c + \Delta f_{i,k})t} e^{-j\zeta_{i,k}} \\ &= \tilde{r}_{i,k}(t) e^{-j2\pi \Delta f_{i,k} t} e^{-j\zeta_{i,k}}\end{aligned}\quad (8)$$

其中：

- $\Delta f_{i,k}$ 是在第 i 个 MS 处的接收机 k^{th} 的本机振荡器（LO）和载波频率 f_c 之间的频率误差；及
- $\zeta_{i,k}$ 为在第 i 个 MS 处的接收机 k^{th} 的本机振荡器的载波相位。

从等式 (5) (6) (8), 可指出:

- “ $\psi_{i,k} = \theta_{i,k} - \zeta_{i,k} + \zeta_0$ ” 为接收信号 $\hat{r}_{i,k}(t)$ 的到达相位 (POA)
- “ $f_{i,k} = \mathcal{F}_{i,k} - \Delta f_{i,k} + \Delta f_0$ ” 为接收信号 $\hat{r}_{i,k}(t)$ 的到达频率 (FOA)
- $SOA_{i,k} = G_{i,k} R_{i,k}^{-\alpha}$ 为接收信号 $\hat{r}_{i,k}(t)$ 的到达强度 (SOA)
- $TOA_{i,k} = \tau_{i,k} + \Delta t_{i,k}$ 为接收信号 $\hat{r}_{i,k}(t)$ 的到达时间 (TOA)

另外, 将 $w'(t) = [w_{i,k}(t) + MP_{i,k}(t) + \tilde{I}_{i,k}(t)]e^{-j2\pi f_c t}$ 定义为接收的及降频转换的噪声、干扰和多路径。换言之:

$$\hat{r}_{i,k}(t) = SOA_{i,k} \cdot \exp(j\psi_{i,k} + j2\pi f_{i,k}t) \cdot p(t - TOA_{i,k}) + w'(t) \quad (9)$$

从通带或 IF 信号提取复数基带信号, 有多种已知的方法, 如次采样法, 再数字求积分解调。

数字接收: 最后, 模数 (A/D) 转换器将基带信号 $\hat{r}_{i,k}(t)$ 转换为数字信号 $\hat{r}_{i,k}(m)$, 该信号和完成下列运算是等效的。

$$\hat{r}_{i,k}(m) = \hat{r}_{i,k}(t)|_{t=mT_s} + q_{i,k}(m)$$

其中 T_s 为采样时间间隔, m 为整离散时间指数, 并且 $q_{i,k}(m)$ 为量化噪声, 该噪声主要取决于为比特数和 A/D 转换的缩放比例。

采用基于网络 WLS 对 CT 进行定位的五个步骤:

1. CT 的激发、识别和分类活动:

在一些应用中, CT 的活动将触发对 CT 定位的需求。例如, 在本发明应用到 E911 业务中, CT 发起 911 呼叫的活动将触发对该 CT 的定位要求。那么, WLS 系统必须因该类触发而对 CT 的活动进行监控。

在其他应用中, 如在车队 (fleet) 管理这种情况下, 要对一个加电的 CT 进行被动定位。这种情况的发生, 是基于通过一个 BS 由 CT 进行周期性注册、或通过主动定位。在后一种情况下, 主机可呼叫 CT, 通过多个 MS 接收到它的响应, 然后结束呼叫。

2. 检测:

采用基于网络的 WLS 系统，一般利用两个信息源来对 CT 进行定位：反向控制/接入信道和反向声音/业务信道。当采用反向控制/接入信道对 CT 进行定位时，CT 采用随机接入技术接入无线信道，该类技术如 AMP 和 IS-54 中的 Aloha（阿乐哈）技术，CDMA，IS-136 和 GSM 中的时分式 Aloha 技术等。

通过反向控制/接入信道进行定位的困难在于，多个 MS 即使在信号功率低的情况下也必须能够检测 CT 发射。当在 CT 启动功率控制时，这个问题就比较复杂，因为在这种情况下，远程 MS 接收 CT 发射，不如在服务 BS 的接收信号好。在例如相干组合和非相干组合的文献中，提到了几种检测算法。

由于接收信号的频率估计值的误差，两种技术有时都不适合 WLS。在本专利提出了一种新颖的检测方式以阻止估计频率的误差：群相干组合。

3. 测量信号参数：

在等式（9）中有各种信号参数，该等式能导出关于 CT 静止位置的独立等式，也就是关于 CT 的 CT 定位的坐标 (x,y)，如：

- 载波的到达强度 (SOA), $SOA_{i,k}$
- 载波的到达相位 (POA), $\Psi_{i,k}$
- 到达基带波形 (WOA), $p(t-TOA_{i,k})$
- 消息内容

另外，有一个信息源，其中，能根据关于 CT 的动态位置的等式（9）、即关于速度 \vec{v} 推导出一个独立的等式，即：

- 载波的到达频率 (FOA), $f_{i,k}$

4. 估算位置参数：

在测量得到的 CT 信号参数的基础上，可以估计 CT 的位置参数。例如：

- SOA, $SOA_{i,k}$ 可以用来估计 CT 的射程

- POA, $\Psi_{i,k}$ 可以用来估计 CT 的 AOA (方法一);
- WOA, $p(t-AOA_{i,k})$ 可以用来估计 CT 的 TOA, $TOA_{i,k}$ (方法二、三、四)
- FOA, $f_{i,k}$ 可以用来估计 CT 的速度 (方法五)
- SOA, $SOA_{i,k}$ 和 POA, $\Psi_{i,k}$ 之组合可以用来估计 CT 的 AOA (方法六)

5. CT 的定位:

根据估计的 CT 位置参数, CT 的位置就可以估计出来。定位实例包括 TOA/射程定位 (圆形多边测量); TDOA 定位 (双曲线多边测量); 混合 TDOA 定位 (用 TDOA 的圆形多边测量 (multilateration)); AOA 定位; AOA/TDOA 定位, 及行进速度和方向。对 CT 定位的主题包括: 几何效应, 观测值的加权, 粗差检验, 多重解法。在以下部分中, 我们将就采用基于网络的 WLS 为 CT 定位的这五个步骤进行深入展开。

1. CT 的激发、识别和分类活动:

1.1 主动 CT

在一些应用中, CT 的活动将触发对 CT 定位的需求。因此, WLS 系统必须因该类触发而对 CT 的活动进行监控。例如, 在本发明应用到 E911 服务中, CT 发起的 911 呼叫的活动将触发对该 CT 的定位要求。另外一个例子是, 出现安全气囊膨胀的交通事故。在这种情况下, CT 只是一个简单的发射机, 在蜂窝频带内传递一个特定的警报信号。

MS 将监测接入信道消息, 识别接入信道的始发消息, 提取被拨号码, 呼叫号码和可能的额外参数。选择标准用来判断是否已经给发起呼叫的 CT 定位。

为了识别 CT 的活动, 有必要监测涉及 CT 的传输, 前向和反向链接传输都是所关心的问题。在监测传输后, 对其信息内容可进行

解码和检查。

1.2 被动 CT

在一些情况下，需要对当前没有进行发射的 CT 进行定位。对该类 CT 由两种定位方式：被动定位和主动定位。在被动定位中，在 CT 进行例行任务是对它进行定位，例如，依靠服务 BS 进行周期性注册等，如果这时 CT 是静止的，或者它在进入新的单元时利用新的服务 BS 进行注册。在被动定位中，最后定位位置的时限并不是至关重要的。它可以在过去的几分钟甚至几小时。那样的定位只限于某些特定应用，如：交通监控和车队管理。

在主动定位中，最后位置的时限是至关重要的。该类定位在找回被盗车辆，阻止犯罪和寻找走失的人或宠物等应用中非常重要。

在主动定位中，CT 可被激发产生传输信号，由一个或多个 MS 可以监测所产生的传输，以确定 CT 的位置。由主机发出呼叫、并与该蜂窝式网络连接的电话网络至 CT，CT 可被激发在接入信道中发射。这就激发一个或多个 BS 在寻呼信道发出始发信息（参见 IS-95）给 CT。如果 CT 被加电并且是有作用的，它将通过在接入信道发射一个回应信息作出反应。另外，可激发一个特定的 CT 在接入信道发射，通过发送一个寻呼信息给那个特定的 CT，带有设置为 1 的寻呼信息的 VALID_ACK（有效应答）域，对该 CT 表明它必须对寻呼信息作出回应。

可以通过来自于蜂窝式网络的适当的系统参数消息对 CT 进行配置，使之能在接入信道中传递注册消息，无论什么时候发生了下面的一些或所有的情况，当在 CT 加电、当 CT 断电、当 CT 离开其最新注册位置为一特定的距离、及当从 CT 上次注册已过去一段特定的时间时。

为了激发 CT 在网络的某些区域中时发出注册信息，一些 BS 可以通过配置后，传递特殊系统参数消息内容。能够通过主机向 CT

发出一个呼叫，并允许该呼叫继续，一直达到 CT 开始在反向业务信道进行传输的这一个点，可以激发 CT 在反向业务信道传递信息。在特定的时间间隔后，或 CT 的反向业务信道传输已经被一个或多个 MS 检测到后，主机可释放该呼叫。

主机可以给 MS 提供信息，协助其进行检测 MS 传输信号，如近似的或估计的 TOT，TOA 和/或 FOA，或移动 WSN，或 CT 传输的消息内容。

积极和被动定位中，CT 可能是一给没有音频部分的简单（小型化）收发信机，它能仿效蜂窝式电话，在反向信道上发射信息。在这种情况下，CT 可以隐藏在通常被其相应的运输工具携带的物品中，如：人的手镯，宠物的项圈，汽车和卡车的车蓬/车厢下的黑匣子里面。

2. 检测与采集

通过使用基于 WLS 的网络，有两种信息源可用来定位 CT，它们是：反向控制/接入信道和反向语音/业务信道。若利用反向控制/接入信道来定位 CT，CT 接入采用随机接入协议的无线电信道，例如：在 AMPS 和 IS-54 中的 ALOHA，及在 CDMA、IS-136 和 GSM 中的时分式 ALOHA。

通过在反向控制/接入信道上定位的困难在于，为了能够实现双曲线三边测量（hyperbolic trilateration），相同的 CT 发射信号至少需要被三个 MS 检测并采集。如果在 CT 中激活电源控制功能，问题将复杂化。因为在此情况下，远端监测站接收到 CT 发射信号不如在服务基站的接收信号。这使得定位 CT 的概率小于 1。

另一方面，当利用反向语音/业务信道定位时，并不存在检测方面的问题要解决。这是因为这一事实，当 CT 通过一个特定反向语音/业务信道发起呼叫的时候，由专用于在这个反向控制/接入信道

上监测所有活动的 MS 监视这样一个请求。语音/业务信道的指配是通过前向控制/接入信道由服务基站完成的，同时被同一个监测站监视。该 MS 发出这样的信息给主机，以便主机决定是否对这个 CT 进行定位。如果主机决定对某一 CT 定位，它通知至少三个监测站来监视该 CT 通过反向语音/业务信道发射的信号，并利用足够的关于该 CT 发射的辅助信息。这些辅助信息使被通知的 MS 避免（至少是最大限度减少）了对 CT 信号进行检测的需求。换句话说，定位 CT 的概率可以是等于 1。

如果 MS 必须检测该 CT 发射，提出几种检测算法。

2.1 检测模式

检测算法在其处理中含有所接收、降频转换及采样的信号 $\hat{r}_{i,k}(m)$ ，该信号由以下方程式定义：

$$\hat{r}_{i,k}(m) = SOA_{i,k} \cdot \exp(j\psi_{i,k} + j2\pi f_{i,k}mT_s) \cdot p(mT_s - TOA_{i,k}) + w'(m) + q_{i,k}(m)$$

在观测间隔， $0 \leq t \leq T_{i,k}$ ，其中，不失一般性， $p(t)$ 被假设为接入探测信号。

2.2 检测算法

检测算法的目的是判断出所搜索的信号 $p(t)$ 在接收信号函数 $\hat{r}_{i,k}(m)$ 中是否存在及可解析。如果 $p(t)$ 存在并可解析，提供 $TOA_{i,k}$ 和 $f_{i,k}$ 的粗略估算值，分别表示为 $\hat{\tau}$ 和 \hat{F} 。图 13 概述了在高级别的检测算法。

相关/组合函数 $z(\tau, F)$ 用来描述期望信号与实际接收到的信号之间的相关性。通过一组被称为试算值 (τ_i, F_j) 的坐标求得 $z(\tau, F)$ 。

该算法的规范需要定义该相关/组合函数并选择试算值 (τ_i, F_j) 。

2.3 试算值的选择。

在检测之前，假定已经知道 $TOA_{i,k}$ 和 $F_{i,k}$ 的上下界（公式中用下标“start”和“end”表示），因此，现在只需要为 τ 和 F 利用在

以下不等式边界内的试算值。

$$\tau_{start} \leq \text{TOA}_{i,k} \leq \tau_{end}$$

$$F_{start} \leq F_{i,k} \leq F_{end}$$

只需要为 τ 和 F 利用在以下不等式边界内的试算值。接下来的问题是在上述边界的试算值的数和分布。众所周知，CDMA 基带信号被限带于码片率（chip rate）的一半左右。但对于试算值 τ 而言，一半或四分之一码片的均匀间隔将足够了。因此，对 τ_i 的间隔的优选值为： $\Delta\tau = 0.407 \mu\text{s}$ 或 $0.203 \mu\text{s}$ ，试算值 τ 为：

$$\tau_k = \tau_{start} + k\Delta\tau, \quad k=0, 1, 2, \dots, N_\tau,$$

$$N_\tau = \left\lceil \frac{\tau_{end} - \tau_{start}}{\Delta\tau} \right\rceil$$

其中，符号 $[x]$ 表示取最近的整数，如果 x 值在两整数中间，则四舍五入。

为了维持因频率误差带来的特定的衰减。对 F 的试算值的间距应与观测间距 $T_{i,k}$ 成反比。对试算频率的间距 ΔF 的优选值为：

$$\Delta F = \frac{0.1}{T_{i,k}}$$

F 的试算值为：

$$F_k = F_{start} + k\Delta F, \quad k=0, 1, 2, \dots, N_F,$$

$$N_F = \left\lceil \frac{F_{end} - F_{start}}{\Delta F} \right\rceil$$

试算值 (τ_i, F_j) 包括所有可能的 τ_i 和 F_j 配对，这样的配对总共有 $N_\tau \cdot N_F$ 个。因此，为了搜索某一特定的发射， $z(\tau_i, F_j)$ 将被求值 $N_\tau \cdot N_F$ 次。

2.4 相关/组合函数的定义

相关/组合函数的三种选择如下：

- $Z_1(\tau, F)$ ，相干性相关；
- $Z_2(\tau)$ ，非相干组合相关；

- $Z_3(\tau, F)$ ，组群式相干组合相关。

组群式相干组合相关是用于本发明的优选的组合函数。

2.4.1 相干性相关

相干性相关定义如下：

$$Z_1(\tau, F) = \left| \sum_{m=0}^{T_{i,k}/T_s} \hat{r}_{i,k}(m - \tau/T_s) p^*(mT_s) e^{-j2\pi F m T_s} \right|^2$$

取这个和的值的平方，以去除接收信号和相关结果之未知的和任意的相位偏移的影响。

相干性相关等效或优于另两种方法的性能。相干性相关的主要缺点是它运算的复杂性。当 $T_{i,k}$ 增大时， ΔF 一定会线性减小，这将导致 F 的试算值在数量上增加（见等式 $\Delta F = \frac{0.1}{T_{i,k}}$ ）。同时，计算每一个 $Z_1(\tau, F)$ 值的复杂性也将线性增加。因此，在检测算法中时频搜索的所有复杂性就在于 $T_{i,k}$ 的二次函数。

2.4.2 非相干性组合

通过在 $T_{i,k}$ 的子区间关联每一个持续时间 T_{group} ，以及将那些子区间相关性不相干地组合起来，可以避免通过 F 的多值计算 $Z_1(\tau, F)$ 的复杂性，以得到 $Z_2(\tau)$ 。

$$Z_2(\tau) = \sum_{n=0}^{\lfloor T_{i,k}/T_{group} \rfloor} |c(n, \tau)|^2$$

在子区间上的相干性 $c(n, \tau)$ 被称为次相关性

$$C(n, \tau) = \sum_{m=\lfloor nT_{group}/T_s \rfloor}^{\lfloor (n+1)T_{group}/T_s \rfloor - 1} \hat{r}_{i,k}(m - \tau/T_s) p^*(mT_s)$$

减少噪声影响的可选步骤就是在非相干组合之前滤出次相关结果的序列，从而去除希望频率偏移 $F_{start} \leq F \leq F_{end}$ 的范围之外的信号成分。优选的实施例就是具有分支的横向滤波器 $h(n)$ ， $-N_h/2 \leq n \leq N_h/2$ ，它有一个在频率 $2\pi F_{start} T_{group}$ 和 $2\pi F_{end} T_{group}$ 之间的通带

(在每个采样的弧度中)。

对 τ 的试算值求出非相干组合函数，将产生于 TOA 估计值 $\hat{\tau}$ 。为了获得 FOA 估计值 \hat{F} ，于是相干组合函数 $Z_1(\tau, F)$ 在 $\hat{\tau}$ 以及试算值 F_k 上被求出。取最大化 $Z_1(\hat{\tau}, F_k)$ 的试算值 F_k 作为 FOA 估计值 \hat{F} 。

2.4.3 组群式相干组合

这第三种方法能够获得接近相干积分之性能的检测性能，且复杂度大大减小。如上所述，次相关性 $c(k, \tau)$ 被计算，用于非相干组合，然后在 F 的试算值上进行相干组合。

$$Z_3(\tau, F) = \left| \sum_{n=0}^{T_{i,k}/T_{group}} c(n, \tau) e^{-j2\pi F n T_{group}} \right|^2$$

在某些情况下，通过在 n 范围内取 $c(n, \tau)$ 的快速傅立叶变换 (FFT)，可有效地计算 $Z_3(\tau, F)$ 。在这里，FFT 采样的频率间隔是 $\Delta F = 1/T_{i,k}$ 。在计算 FFT 之前，通过零填充 $c(n, \tau)$ ，可减少频率间隔，以满足等式 $\Delta F = 0.1/T_{i,k}$ 的标准。

3. 信号参数的测量

3.1 TOA 和 FOA 的测量

在这节里，TOA 和 FOA 的近似估值 $\hat{\tau}$ 和 \hat{F} 将被称为 $\hat{\tau}_{coarse}$ 和 \hat{F}_{coarse} 。通过用 \hat{F}_{coarse} 的频率偏移再计算次相关性，改善这些估计值，

$$C(n, \tau) = \sum_{m=\lfloor nT_{group}/T_s \rfloor}^{\lfloor (n+1)T_{group}/T_s \rfloor} \hat{r}_{i,k}(m - \tau/T_s) p^*(mT_s) e^{-j2\pi \hat{F}_{coarse} m T_s}$$

以及用位于近似估值 $\hat{\tau}_{coarse}$ 和 \hat{F}_{coarse} 附近的试算值的更小间隔，重复这个检测算法。优选的精确试算值是：

$$\Delta \tau_{fine} = 0.102 \mu s, \quad \Delta F_{fine} = 0.25/T_{i,k}$$

$$\tau_k = \hat{\tau}_{coarse} + k(0.102 \mu s), \quad k = -16, -15, \dots, 16$$

$$F_k = \hat{F}_{coarse} + k \cdot 0.025/T_{i,k}, \quad k = -8, -7, \dots, 8$$

$Z_3(\tau, F)$ 的估计值考虑到次相关性被 \hat{F}_{coarse} 抵消。

$$Z_{3, \text{fine}}(\tau, F) = \left| \sum_{n=0}^{T_{i,k}/T_{\text{group}}} c(n, \tau) e^{-j2\pi(F - F_{\text{carrier}})nT_{\text{group}}} \right|^2$$

同近似 TOA 估计值一样，改善的 TOA 估值是接收信号的峰值的测量值。为了得到位置估计值，可取的是测量前沿或第一到达信号。通过采用上升沿检测或对改善的相关性结果的超解析，可以实现这一点。如果需要，FOA 估值也能用超解析来改善。

3.2 POA 的测量

一个恰当的相关/组合函数被用于接收的信号，当用于检测时，不需要幅值平方的步骤，且结果的相位可以作为所需信号的 POA。

3.3 SOA 的测量

在 TOA 和 FOA 的最佳可用估值所求出的相关/组合函数的大小可以用作 SOA 的估计值。纯正的 SOA 是 $SOA_{i,k} = G_{i,k} R_{i,k}^{-n}$ 。我们可以估计 SOA 为在第 i 个基站的天线 k 测量的 $SOA_{i,k} = z(\hat{r}, \hat{F})$ 。

噪音、干扰，及其它估计参数如 POA、FOA 和 TOA 中的误差将使 SOA 的估计值不纯正。

3.4 消息解码

用适用的标准（IS-95，JSTD-008）定义消息标记符和域(field)。根据这些已公布的标准，接收信号能被解码。某些消息中包含可用于估计移动台位置的信息。

3.4.1 导频强度测量消息

由 CT 在反向业务信道上发射导频强度测量消息，对于一个或多个导频，包含下面的信息：

PILOT-PN-PHASE: 这个信息能够确定在移动台测量的导频信号的 TOA 至一个码片的分辨率。为了识别发射这个导频信号的 BS，

导频 PN 相位偏移（在 64 个码片单元）能够从这个数字中被确定。

PILOT-STRENGTH: 这是在 CT 中的导频信号的 SOA 的 CT 估计值。由于前向和反向业务链路路径损耗的值通常是接近的，故这个 SOA 估计值能够被应用的方式与反向链路 SOA 估计值相同，有助于估计 CT 的位置。

多个 PILOT-PN-PHASE 测量值能够被当作 TOA 信号来处理，以获得对 CT 的 TDOA 位置估计。

3.4.2 接入信道消息

在接入信道消息中，对一个或多个导频，IS-95B 标准允许 CT 包括 PILOT-PN-PHASE 和 PILOT-PN-STRENGTH 信息。这些消息能够被 MS 解码并以与上述对于导频强度测量消息的相同方式被应用。

4. 定位参数的估计

4.1 SOA:

4.1.1 估计射程， $R_{i,k}$ 的 $SOA_{i,k} = G_{i,k} R_{i,k}^{-n}$:

在静态中， $SOA_{i,k} = G_{i,k} R_{i,k}^{-n}$ 能够被用于估计射程 $R_{i,k}$ 。但是，由 $G_{i,k} R_{i,k}^{-n}$ 估计的 $R_{i,k}$ 是不可靠的，即使 $G_{i,k}$ 是已知的，由于无线电信道的性质，其中 RF 的屏蔽和平坦衰落可以使“ $R_{i,k}^{-n}$ ”中的“n”值偏离 2（对于视距 LOS）到 4（对于城市环境，哈塔 M 的“陆地移动无线业务中关于无线传播损耗的经验公式”，IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.VT-29, No.3, 1980 年 8 月），以至于在大城市环境中达到 6。因此，除非 LOS 被保证是在 CT 与 ithMS 的 kth 天线之间， $R_{i,k}^{-n}$ 只能为 $R_{i,k}$ 提供若干公里的精度。在这种情况下，当 LOS 被保证时（如在海或湖的平面环境中），且 $G_{i,k}$ 为 ithMS 所知道，那么“n”可被选为 2。

4.1.2 SDOA (到达强度差)

一般说来, 由于 MS 不知道 CT 的绝对发射功率水平, 可以比较来自不同 MS 的 $R_{i,k}$ 的多个测量值, 以由每一个 MS 估计 CT 的相对距离。换言之, 假定对于某些 MS 的 “n” 是恒定的, 可以利用 SOA 结合知道的天线增益模式 (例如具有 AOA γ_i 的 $G_{i,k}$ 的变量), 以估计从 CT 发射到 MS 的信号 AOA。本专利申请提出了一种新颖的方法, 用于测量天线之间的相对增益模式、以及估计 AOA。当在 MS 的天线间隔紧凑且相对 CT 的天线有所提高时, 关于对某些 MS “n” 为恒定的之假设是有效的。

由于 IS-95 和 J-STD-008 的前向链路功率控制的特性, MS 可以由前向业务信道的功率水平估计前向链路路径损耗。这一点可以被独立地用于来自其它 MS 的观测值以估计 $R_{i,k}$ 。但是, 这个估值如反向链路路径损耗范围一样的不可靠。

4.2 POA:

4.2.1 估计 AOA 的 $\Psi_{i,k}$

第二信息源是 POA

$$\Psi_{i,k} = \{-2\pi(f_c + \Delta f_0 + \delta_{i,k})(\tau_{i,k} + \Delta t_{i,k}) + \Delta \zeta_{i,k}\} \bmod 2\pi \quad (10)$$

它可以用于估计 AOA 的 $\gamma_{i,k}$, 这里 $\Delta \zeta_{i,k}$ 定义为 $\zeta_0 - \zeta_{i,k}$ 。POA 的 $\Psi_{i,k}$ 和 AOA 的 $\gamma_{i,k}$ 的关系被解释如下:

为简化符号, 我们首先假定:

- 在 i^{th} MS 中 K^{th} 天线是天线 1;
- 在 i^{th} MS 中 m^{th} 天线是天线 2。

我们进一步假设 CT 是远离 i^{th} MS 系统并相对于天线 1 和天线 2 之间的基线 $d_{i,1,2}$ 。如此假设暗示接收到的波前是平面的, 即 $\gamma_{i,1} \cong \gamma_{i,2} \cong \gamma$, 其中:

- $\gamma_{i,1}$ 是在天线 1 的 $\gamma_{i,1}(t)$ 的到达角度 (AOA);
- $\gamma_{i,2}$ 是在天线 2 的 $\gamma_{i,2}(t)$ 的 AOA;
- μ 是前两者之间的角度;
- 连接 CT (301) 和 i^{th} MS 的线;
- 连接在 i^{th} MS 的这两个天线的线;

按顺时针方式, 从由 CT 和 i^{th} MS 构成的线到这两个天线构成的线。

这依次表明, 到达相位差 (PDOA), $(\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2})$ 是通过下面的关系与角度 μ 相关:

$$\frac{2\pi d_{i,1,2}}{\lambda} \cos(\mu) = (\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2}) \bmod 2\pi \quad (11)$$

这里:

- $\Psi_{i,1}$ 是在天线 1 的 $\gamma_{i,1}(t)$ 的到达相位;
- $\Psi_{i,2}$ 是在天线 2 的 $\gamma_{i,2}(t)$ 的 POA;

在式 (11) 中, μ 的解为:

$$\mu = \pm \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d_{i,1,2}} ((\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2}) \bmod 2\pi + 2\pi k) \right\} \quad (12)$$

这里, 式 (12) 中的 k 是必须满足下面条件的整数:

$$-1 \leq \frac{\lambda}{d_{i,1,2}} \left\{ \frac{(\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2}) \bmod 2\pi}{2\pi} + k \right\} \leq 1 \quad (13)$$

例如, 当 $d_{i,1,2} = \lambda$, 我们对于 k 有下面的可能解:

$$\text{当 } \frac{(\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2}) \bmod 2\pi}{2\pi} = -1, \text{ 我们有 } k=0, 1 \text{ 或 } 2;$$

$$\text{当 } \frac{(\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2}) \bmod 2\pi}{2\pi} = +1, \text{ 我们有 } k=0, -1 \text{ 或 } -2;$$

$$\text{当 } \frac{(\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2}) \bmod 2\pi}{2\pi} = -1/2, \text{ 我们有 } k=0 \text{ 或 } 1;$$

$$\text{当 } \frac{(\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2}) \bmod 2\pi}{2\pi} = +1/2, \text{ 我们有 } k=0 \text{ 或 } -1;$$

$$\text{当 } \frac{(\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2}) \bmod 2\pi}{2\pi} = 0, \text{ 我们有 } k=0, 1 \text{ 或 } -1. \quad (14)$$

(14) 中的一些解是试算的, 由于 $d_{i,1,2}$ 变得大于 λ , 我们有更多的非试算解。尽管具有多个解意味着模糊性, 但是利用基于如后所述的最小平方技术的冗余观测可以解决这种模糊性。

4.2.2 估计 TOA 的 $\Psi_{i,k}$

在方程 (10) 中也可能用 POA 的 $\Psi_{i,k}$ 来估计 $\tau_{i,k}$, 用 $\Psi_{i,k}$ 来估计 $\tau_{i,k}$ 的缺点就是 “mod 2π ” 运算, 这就意味着在这种估计中可能有一个较大的整数模糊值。例如, TDOA 定位中, 每个独立方程需要一对 TOA, 即 $\tau_{i,k} + \Delta t_{i,k}$ 和 $\tau_{j,m} + \Delta t_{j,m}$ 。在这种情况下, 模糊性的量是两个接收天线之间的基线的函数, 即在:

- 在 i^{th} MS 中的 k^{th} 天线及;
- 在 j^{th} MS 中的 m^{th} 天线之间。

相对的波长对应于频率: 方程 (10) 中的 $f_c + \Delta f_0 + \mathcal{F}_{j,k}$ 。这一点在方程 (15) 表示如下:

$$\tau_{i,k} - \tau_{j,m} = -\{(\Psi_{i,k} - \Psi_{j,m}) - (\Delta \xi_{i,k} - \Delta \xi_{j,m}) + 2\pi n\} / 2\pi f_c - (\Delta t_{i,k} - \Delta t_{j,m}) + \text{额外项} \quad (15)$$

这里:

- $\tau_{i,k}$ 对应于在 i^{th} MS 的 k^{th} 天线的 TOA;
- $\tau_{j,m}$ 对应于在 j^{th} MS 的 m^{th} 天线的 TOA;
- n 是整数模糊值;
- 公式 (15) 中的额外项是由于下面的存在:
 - 公式 (10) 中的 Δf_0 依赖于与 f_c 相关的 CT LO 的误差; 及
 - 公式 (10) 中 $\mathcal{F}_{i,k}$ 依赖于 CT 的速度 \bar{v} 和对应于 f_c 的波长 λ 。

在 IS-95 和 J-STD-008 标准中, CT 的频率 $f_c + \Delta f_0$ 可以偏离达到百万分之 0.05 (即, 对于 1900MHZ 的载频可达到 95HZ)。并且,

在北美的蜂窝电话中，载频 f_c 可达到 800MHz 左右（具有约 37.5cm 的波长 λ ）或约 1.9GHz（具有约 15.8cm 的波长 λ ）。这表明对于一个 100Km/hr 的速度， δf_i 对应于：

$$\begin{aligned} -40\text{Hz} > \delta f_i > 40\text{Hz} & \quad \text{对 } f_c = 800\text{MHz, 或} \\ -95\text{Hz} > \delta f_i > 95\text{Hz}, & \quad \text{对 } f_c = 1.9\text{GHz,} \end{aligned}$$

总之：

1、 $f_c \gg \delta f_{i,k}$ ，且 $f_c \gg \Delta f_0$ 时，即式 (15) 中的额外项可忽略；

2、除非在两个接收天线之间的基线相对于对应于频率 f_c 的波长 λ 较小，式 (15) 中的模糊值可能是较大的。我们将这样的解称为解 I。

解 I: 当在 i^{th} MS 的 k^{th} 天线和在 j^{th} MS 的 m^{th} 天线之间的基线相对于波长 λ 较小时，不失一般性，我们假定这两种天线均属于相同的 MS。当 MS 与 BS 并置时，这两种天线可以是：

- 蜂窝式分集天线；
- 蜂窝式扇区天线；或
- 任何其它类型的天线，单独配置用于定位。这些类型包括：
- 位于 BS 机房内的室内天线；
- 位于 BS 机房顶的室外天线；及
- 位于蜂窝塔上的室外天线。

在这里，用 TDOA 或 PDOA 产生一个解是可能的。在两个天线之间的 TDOA 解是双曲线，而这两个天线之间的 PDOA 解是一直线。两个解都与精确解近似，并且逐近一致，即，该 PDOA 线和 TDOA 双曲线在无穷大时相等。

在处理 $\Psi_{i,k}$ 来估计 $\tau_{i,k}$ 或 γ_i 时，我们具有以下误差源：

- 在 γ_i 上的噪音效应 $w_{i,k}(t)$ ：

当用天线的的线形排列估计近似如平面波前的 RF 信号的 AOA 时（即，假定一个远距离 RF 源），关于 AOA 的估计值 $\hat{\gamma}_i$ 的方

差上的 Cramer-Rao 低界 $\text{var}(\hat{\gamma}_i)$ 等于:

$$\text{var}(\hat{\gamma}_i)|_{\text{Tone}} \geq \frac{12c^2}{\text{SNR}_{i,k}|_{\text{Tone}} \times 4\pi^2 \times M \times (M^2 - 1) \times d^2 \times \sin^2 \gamma_i \times f_m^2} \quad (16)$$

这里:

- $\text{var}(\hat{\gamma}_i)|_{\text{Tone}}$ 是方位角 γ_i 的估计值 $\hat{\gamma}_i$ 的方差;
 - $\text{SNR}_{i,k}|_{\text{Tone}} = A_{i,k}^2 / (2\sigma_n^2)$;
 - $A_{i,k}$ 是信号音的幅值;
 - σ_n^2 是噪音方差;
 - M 是天线阵中的单元 (element) 数;
 - d 是天线单元之间的距离;
 - f_m 是信号音的频率;
 - c 是光速。
- 关于 $\Psi_{i,k}$ 的噪声效应 $W_{i,k}(t)$

Cramer-Rao 低界提供对于频率为 f_m 的信号音、在相位 $\Psi_{i,k}$ 的估值 $\hat{\Psi}_{i,k}$ 的方差 $\text{var}(\hat{\Psi}_{i,k})|_{\text{Tone}}$ 上的关于 AWGN 效应的下界:

$$\text{var}(\hat{R}_{i,k})|_{\text{Tone}} = \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 \text{var}(\hat{\Psi}_{i,k})|_{\text{Tone}} \geq \frac{c^2}{\text{SNR}_{i,k}|_{\text{Tone}} \times N_{i,k} \times 4\pi^2 f_m^2} \quad (17)$$

其中,

- $\text{var}(\hat{R}_{i,k})|_{\text{Tone}}$ 是射程 $R_{i,k}$ 的估值 $\hat{R}_{i,k}$ 的方差;
- λ 是信号音的波长;
- f_m 是对应于 λ (即 $f_m = c/\lambda$) 的信号音的频率;
- $\text{SNR}_{i,k}|_{\text{Tone}} = A_{i,k}^2 / (2\sigma_n^2)$, 此处, $\text{SNR}_{i,k}$ 是在 i^{th} MS 中的 K^{th} 天线处的信号噪声之比;
- $A_{i,k}$ 是在 i^{th} MS 中的 K^{th} 天线上的信号音的幅值;
- σ_n^2 是噪声方差;

$N_{i,k}$ 是采样数 (其中, 它通过 $T_{i,k} = N_{i,k} / f_s$ 与观测间隔 $T_{i,k}$ 直接相关, 其中, f_s 是采样频率),

- c 是传播速度。

- 相位偏移:

信号音 f_m 的相位偏移了 $\Delta \zeta_{i,k}$ 。换言之, 对 $\Delta \zeta_{i,k}$ 必须进行估计, 否则相位 $\Psi_{i,k}$ 将会失真。

- 时间延迟, $\Delta t_{i,k}$:

传播延迟 $\tau_{i,k}$ 受 $\Delta t_{i,k}$ 的影响, $\Delta t_{i,k}$ 代表通过天线、电缆、滤波器、放大器等的系统延迟。必须对 $\Delta t_{i,k}$ 估计, 否则传输延迟可以被明显延长。

- 多路径, $MP_{i,k}(t)$:

在 TDOA 中, 多路径 $MP_{i,k}(t)$ 和传输通道上的额外延迟等效, 必须对它进行估计并去除, 或将其减小。在用相位估计值解出接收信号 $r_{i,k}(t)$ 的 AOA 的情况下, 多路径的效应将使 $r_{i,k}(t)$ 的 AOA 漂移一些量, 并取决于 $MP_{i,k}(t)$ 的 AOA 及其大小。

- 干扰, $\tilde{I}_{i,k}(t)$:

根据干扰电平, $\tilde{I}_{i,k}(t)$ 可以对相位估计值的准确性产生很大影响, 并可以使得接收机的 RF 前端饱和。无论它在波段内还是波段外, 它的影响可用模拟的和数字的硬件及适当的软件减小。

4.3.WOA

4.3.1 估计 TOA 的 $p(t-TOA_{i,k})$:

人们可用于对独立方程求解出 CT 的静态位置的最后一种 (也是最常用的) 信息来源为

$$p(t-TOA_{i,k}) \tag{18}$$

它可用来估计 TOA, $TOA_{i,k}$ 。

解II: 由 $p(t-\text{TOA}_{i,k})$ 估计 TOA 的最常用的方法是使 $p(t-\text{TOA}_{i,k})$ 和 $p(t)$ 互相关联(就是说,使 $r_{i,k}(t)$ 和 $p(t)$ 相互关联)。等效地,通过使 $p(t-\text{TOA}_{i,k})$ 和 $p(t-\text{TOA}_{j,m})$ 相互关联(即,使 $r_{i,k}(t)$ 和 $r_{j,m}(t)$ 相互关联),可以估计第 i 个 MS 上第 k 根天线和第 j 个 MS 上第 m 根天线间的 TDOA, $\text{TOA}_{i,k}-\text{TOA}_{j,m}$ 。当第 i 个 MS 和第 j 个 MS 并不在同一位置时,则必须把 $r_{i,k}(t)$ 和 $r_{j,m}(t)$ 转移到同一位置。这可能是代价昂贵且耗费时间的,依赖于 $r_{i,k}(t)$ 和 $r_{j,m}(t)$ 的尺寸及比特分辨率。此外, $p(t-\text{TOA}_{i,k})$ 和 $p(t-\text{TOA}_{j,m})$ 分别是由 $r_{i,k}(t)$ 和 $r_{j,m}(t)$ 得到,即它们都是有噪声的。一种更有效和低噪声的方法是,象上面提到的那样,在第 i 个 MS 上使 $p(t-\text{TOA}_{i,k})$ 和 $p(t)$ 相互关联,然后把 $\tau_{i,k}$ 的估计值转移到主机上。在这种情况下,设置对 $p(t)$ 之约束的第 i 个和第 j 个 MS 必须已知 $p(t)$ 。

一旦 TOA, $\text{TOA}_{i,k}$ 用上面的解 II 估计后,第 i 个 BS 上的第 k 根天线和 CT 间的距离 $R_{i,k}$ 可以通过式 (19) 来估计:

$$R_{i,k} = (\tau_{i,k} - \tau_0)c \quad (19)$$

这里 c 是传播速度。式 (11) 中的传播时间 τ_0 对 MS 而言通常是不知道的,我们可以:

1. 估计它,然后在 TOA 的定位中利用这个估计值,或者
2. 利用 TDOA 定位去掉它。

TOA 和 TDOA 定位都将在本专利中随后得到解释。

在 TOA 定位中,另一种估计 τ_0 的方法是估计 RTD,即从有效 BS 到 CT 的发射和 CT 对该发射的响应之间的往返行程延迟。

在这种情况下,

$$2R_{i,k} = (2\tau_{i,k} - \tau_{BS})C \quad (20)$$

这里 τ_{BS} 是指从 BS 到 CT 的传送时间, $2\tau_{i,k}$ 是 CT 的响应到 BS 的 TOA。

在 TDOA 的定位中,传送时间 τ_0 用一个额外的独立方程消去。

由 $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$ 产生的信号音的相位也可能估计 TOA 和

$\tau_{i,k}$ 。我们将这样的解称为**解III**，解III在 $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$ 是周期性的或循环平稳时是非常有用的。当 $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$ 是周期性时，它的傅立叶级数表达式将会展现这样的信号音。当 $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$ 是循环平稳时，对它进行非线性运算会展现这样的信号音。在 IS-95B 标准下， $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$ 既非周期性又非循环平稳（除非在码片间）。另一方面， $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$ 是循环平稳的：在 GPS 中，在 TDMA 的两种标准：IS-136 和 GSM 中，及在宽带 CDMA（3G CDMA）下。

解III：当根据由 $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$ 产生的信号音的相位间接地估计 $\tau_{i,k}$ 时，整数模糊性仍然可能存在于该解中，除非被选信号音的波长相对于 CT 和第 i 个 MS 上第 k 根天线之间的距离是较大的。被选信号音将在下面进行说明，其中提出对于整数模糊性的解。

利用估计的 TDOA 解 $\tau_{i,k} - \tau_{j,m}$ 来估计 AOA, γ_{ij} 同样是可能的。我们称这样的解为**解IV**。

解IV：为了由 TDOA 的解 $\tau_{i,k} - \tau_{j,m}$ 估计 γ_{ij} ，假定相对于第 i 个 MS 上第 k 根天线和第 j 个 MS 上第 m 根天线的基线而言，CT 距离这两个天线非常远。如前面提到的那样，此假定实际意味着：

1. 两个天线存在于同一 MS 上。
2. 接收到的波前是平面的，即 $\gamma_{i,1} \cong \gamma_{i,2} \cong \gamma_i$ ，这里
 - $\gamma_{i,1}$ 是第 i 个 MS 的天线 1 的到达角（AOA），
 - $\gamma_{i,2}$ 是第 i 个 MS 的天线 2 的 AOA，
 - γ_i 定义为以下二者间形成的角度：
 - 连接 CT（301）和第 i 个 MS 的线与
 - 连接第 i 个 MS 上两根天线的线

并以顺时针方式从 CT 和第 i 个 MS 间的连线到这两个天线间的连线。

3. 方程式（21）把角度 γ_i 和到达时间差 TDOA, $\tau_{i,1} - \tau_{i,2}$ 联系起来，如下所示：

$$\frac{d_{i,1,2}}{c} \cos(\gamma_i) = \tau_{i,1} - \tau_{i,2} \quad (21)$$

这里:

$d_{i,1,2}$ 是指第 i 个 MS 上第一天线和第二天线间的距离。

c 是传播速度。

从式 (22) 利用式 (18) 中的 $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$

$$\gamma_i = \pm \cos^{-1} \left\{ \frac{c}{d_{i,1,2}} (\tau_{i,1} - \tau_{i,2}) \right\} \quad (22)$$

而不从式 (23) 利用式 (10) 中的 $\Psi_{i,k}$

$$\gamma_i = \pm \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d_{i,1,2}} (\Psi_{i,1} - \Psi_{i,2} + 2\pi k) \right\} \quad (23)$$

来估计 AOA, γ_i 的好处是式 (22) 中除了 γ_i 之解中有 \pm 外, 没有不定性, 而式 (23) 根据整数 k 的值可以有很多的不定性。

用式 (18) 中的 $p(t - \tau_{i,k} - \tau_0 - \Delta t_{i,k})$ 而不用式 (10) 中的 $\Psi_{i,k}$ 来估计 AOA, γ_i 的不利之处是:

1. 两根天线间需要小的基线;
2. 噪声对 $\hat{\tau}_{i,k}$ 的方差 $\text{var}(\hat{\tau}_{i,k})|_{p(t)}$ 的影响相对于对 $\hat{\Psi}_{i,k}$ 的方差 $\text{var}(\hat{\Psi}_{i,k})$ 的影响要大得多。

第二个不利之处可通过比较对 $\hat{\Psi}_{i,k}$ 的 Cramer-Rao 低界 (CRLB)

$$\left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^2 \text{var}(\hat{\Psi}_{i,k})|_{\text{Tone}} \geq \frac{c^2}{\text{SNR}_{i,k}|_{\text{Tone}} \times N_{i,k} \times 4\pi^2 f_m^2} \quad (24)$$

和对 $\hat{\tau}_{i,k}$ 的 CRLB

$$c^2 \text{var}(\hat{\tau}_{i,k})|_{p(t)} \geq \frac{c^2}{\text{SNR}_{i,k}|_{p(t)} \times 4\pi^2 BW^2} \quad (25)$$

得出解释。

假定式 (24) 中 $\text{SNR}_{i,k}|_{\text{Tone}} \times N_{i,k}$ 和式 (25) 中 $\text{SNR}_{i,k}|_{p(t)}$ 相等, 那么, 式 (24) 和式 (25) 的不同之处在于式 (24) 中 f_m^2 与式 (25) 中 BW^2 的不同。在 IS-95 和 J-STD-008 标准中, 当 f_m 和载波频率 f_c

相等，即 800MHz 或者 1.9GHz 时，BW 近似等于 1.23MHz。这两个值的比值用 dB 表示为当 $f_c=800\text{MHz}$ 时为 56.26dB， $f_c=1.9\text{GHz}$ 时为 63.77dB。这两种情况下的差别很大。但是，式 (18) 中的 $p(t-\tau_{i,k}-\Delta t_{i,k})$ 适用于 TDOA 定位，而式 (10) 中的 $\Psi_{i,k}$ 适用于 AOA 定位，解释如下：

- 利用式 (10) 中的 $\Psi_{i,k}$ 来估计 AOA， γ_i ，对于一个 30dB 的 SNR， $\text{SNR}_{i,k} \mid_{\text{Tone}} \times N_{i,k}$ 和一个波长，即 0.375 米的距离 $d_{i,1,2}$ 来讲，我们有 5×10^{-5} 弧度² 的下界，这相当于具有对于 7.07×10^{-3} 弧度的 $\hat{\gamma}_i$ 的标准偏差。它对应于对于 MR 和天线之间的每公里行程的 7.11 米的行程误差。

- 另一方面，式 (18) 中 $p(t-\tau_{i,k}-\tau_0-\Delta t_{i,k})$ 适用于 TDOA 定位，因为这种情况下，天线间的基线并不必是较小的。例如，在 IS-95 标准中，假设式 (25) 中的 SNR， $\text{SNR}_{i,k} \mid_{p(t)}$ 为 10dB，射程 $R_{i,k}$ 有 150.69 m² 的方差或相当于 $\hat{R}_{i,k}$ 有 12.28m 的标准偏差。

在处理 $p(t-\tau_{i,k}-\tau_0-\Delta t_{i,k})$ 中来估计 $\tau_{i,k}$ 的过程中，我们具有以下误差来源：

- 噪声， $w_{i,k}(t)$ ：

Cramer-Rao 低界提供了 AWGN 对延迟 $\tau_{i,k}$ 的估计值的方差 $\text{var}(\hat{\tau}_{i,k}) \mid_{p(t)}$ 的影响的下界：

$$\text{var}(\hat{R}_{i,k}) \mid_{p(t)} = c^2 \text{var}(\hat{\tau}_{i,k}) \mid_{p(t)} \geq \frac{c^2}{\text{SNR}_{i,k} \mid_{p(t)} \times 4\pi^2 BW^2} \quad (26)$$

这里

- $\text{var}(\hat{R}_{i,k}) \mid_{p(t)}$ 是射程 $R_{i,k}$ 的估计值 $\hat{R}_{i,k}$ 的方差，
- BW 是 $p(t)$ 的 RMS（均方根）带宽
- $\text{SNR}_{i,k} \mid_{p(t)} = 2E_{i,k} / N_0$
- $E_{i,k}$ 是 $r_{i,k}(t)$ 的能量，

- N_0 是噪声功率频谱密度,
- c 是光速。

• 带宽 BW 的影响:

式 (26) 说明信号的带宽在无线定位系统的精确性中起着很重要的作用。在 IS-95 标准中, 射频 (RF) 信道以 1.23MHz 隔开, 这个间隔相对于某些主要用于定位的系统是可比的 BW, 如全球定位系统 (GPS) 在标准定位服务 (SPS) 信道上具有的 BW 为 1MHz。根据本专利申请, 定位系统、包括主机的优选实施例是基于网络的, 而 GPS 是基于手机的。在 GPS 中, 定位系统最初使用在手机中的一种通用的滑动相关器 (与解 II 相似) 来获取一组伪距 (pseudo-ranges) (每一个卫星一个伪距), (参见如 Spilker, J.J. 的 “GPS 信号结构和性能特性, ” 全球定位系统, 卷 I, 航空协会, 华盛顿特区, 1980)。于是伪距被用于多边测量 (multi-lateration) 来获取 GPS 接收机的定位。对于带有 SPS (标准定位服务) 的商用一点 (即无差分接收) GPS 接收机而言, 典型精度是大约 30m RMS (均方根值), 不用选择可用性 (SA)。

为了用 IS-95 (假定无多径) 获取类似的精确度, 解 II 建议在每一码片取 8 个样值的每一个 MS 需要一个通用的滑动相关器。这个滑动相关器提供所发射无线电信号的 TOA 估计值, 其后是在一些中心站的所有 TOA 估计值的双曲线 (差分) 多边测量。每一码片需要 8 个样值的原因在于, 由其中可估计 TOA 的相关函数所具有的分辨率, 是限于傅立叶变换的分辨率。基于傅立叶变换的方法的传统分辨率界限是瑞利分辨率标准。可参看 Haykin, S., “自适应滤波器理论, ” 2nd Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991。

为了减少每一码片上需要样值的数目, 且保持比较理想的精确度 (即使有多路径), 用 SR 算法做进一步的处理经常会得到具有更高分辨率的结果。这见于 Dumont, L.R., 等人的, “Super-resolution of

Multipath Channels in a Spread Spectrum Location System,” IEE Electronic Letters, Vol.30, No.19, pp.1583-1584, 1994 年 9 月 15 日和法托什 等人的美国专利号 5,570,305, 公布于 1996 年 10 月和 Ziskind, I. 等人的 “Maximum Likelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection,” IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSPP-36, 1988 年 10 月第 10 期。

• 观测间隔 $T_{i,k}$ 的影响:

观测间隔 $T_{i,k}$ 直接与第 i 个 MS 的第 k 个天线上的接收信号 $r_{i,k}(t)$ 中的能量 $E_{i,k}$ 相关, 因

$$E_{i,k} = \int_0^{T_{i,k}} |r_{i,k}(t)|^2 dt \quad (27)$$

它也与滤波器的稳态响应相关, 所采用的方式使得只要满足下式, 滤波器的响应达到其稳态

$$T_{i,k} \geq \frac{1}{BW_{i,k}} \quad (28)$$

其中, $BW_{i,k}$ 是接收机中的滤波器的带宽, 该接收机与第 i 个 MS 上的第 k 个天线相对应。

• 时间延迟, $\Delta t_{i,k}$:

传播延迟 $\tau_{i,k}$ 受 $\Delta t_{i,k}$ 的影响, $\Delta t_{i,k}$ 代表经过天线、电缆、滤波器、放大器等后的系统延迟。必须对 $\Delta t_{i,k}$ 估计, 否则传输延迟可以被明显延长。

• 干扰, $I_{i,k}(t)$:

根据干扰水平, $I_{i,k}(t)$ 对相位估计值的准确性产生很大影响, 并使得接收机的 RF 前端饱和。无论它在波段内还是波段外, 它的影响可用模拟和数字硬件以及适当的软件来减小。

• 多路径的影响, $MP_{i,k}(t)$:

当考虑多路径时, IS-95 陆基 WLS (无线定位系统) 的精确度很

可能下降 30 米以上，即使在每一码片具有所需的 8 个样值。原因在于，当多径分量和直达路径分量在由相互的一个码片内到达时，并不总是可能从直达路径分量中消除多径分量。蜂窝频带是在中心频率为 800MHz 和 1.9GHz 的频带中，在 UHF 频段上的传播特性对通过多边测量的定位有很大的影响，如参见 Parsons D.的 “*The Mobile Radio Propagation Channel*,” John Wiley & Sons, 纽约,1992 年。所测量的射程对应于视距 (LOS) 距离是当通过多边测量估计位置时所做出的主要假设。尽管该频带内占主导地位的发射模式是 LOS，由自然和人造目标产生的反射以及在所述目标周围的衍射也是可能发生的。多路径和衍射的存在，使得蜂窝信号在楼宇密集区的传播像在室内一样。然而，多路径和衍射也使测量的射程比实际的 LOS 距离更长，这将在多边测量过程中引入误差。另外，在 UHF 的传播距离相对较短。这就允许在蜂窝系统中的频率再用，但另一方面，也限制了多边测量过程中可观察对象的数目。例如，在一个延迟张开 (delay spread) 为 3 毫秒的闹市区 (如 Hata,M, ” Empirical Formula for Radio Propagation Loss in Land Mobile Radio Services,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.vt-29 ,No .3,August 1980) , 多路径使得定位精度降低。原因是，可用于估计多路径的相关函数具有的分辨率，限于傅立叶变换的分辨率，这再一次意味着，在这样的分辨率之范围内的任何多路径应用传统的方法是无法消除的。用反 SR 算法作进一步处理往往会产生具有更高多径分辨率的结果，如参见 Dumont, L.R.,等人的 ” Super-resolution of Multipath Channels in a Spread Spectrum Location System,” *IEEE Electronic Letters*, Vol. 30,No.19,pp.1583-1584,September 15,1994, 和 Ziskind,I. 等人的 ” Maxium Lilelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection,” *IEEE Transactions on Acoustics,Speech ,and Signal Processing*, Vol.ASSP-36,No.10,October,1998 和法托什等人的美国专

利号 5,570,305, 1996 年 10 月公布。多路径分辨率的另一种解决方法可以参见 Morley,G.D.等人的, ” Improved Location Estimation with pulse-ranging in presence of shadowing and multipath excess-delay effects” , *Electronics Letters*, Vol.31, No.18, PP1609-1620, 1995 年 8 月 31 日。

4.3. 3 $p(t)$ 的选择

$p(t)$ 的选择取决于 CT 产生的无线信号。我们关心的几种标准如 CDMA (码分多址)、AMPS (高级移动电话服务)、TDMA (时分多址)、宽带 CDMA、ESMR (高级专用移动无线业务)、双向寻呼等。

4.3.3.1 CDMA 信道

关于要监控的 CDMA 信道,基本上有如下两种类型:接入信道和反向业务信道。

4.3.3.1.1 接入信道

CDMA CT 机能在当业务信道上未进行通信时、在接入信道上发射报文。CT 能在接入信道上进行发射,以响应来自 CT 用户的输入(如拨号呼叫)、响应所接收的寻呼报文或响应其他的情形(如注册计时器的终止)。

报头和封装包 (preamble and capsule)

接入探测信号 (Access probe) 是 CT 发射信号,它包含报头和报文封装包。每个接入探测信号的报头和封装包的帧数由网络配置来确定 (分别是 PAM_SZ 和 MAX_CAP_SZ)。CT 将以变化的功率水平多次发射接入探测信号 (具有相同的报文内容),直至它收到来自该蜂窝网络的响应信号或已发射指定数量的探测信号。

编码和调制

在可应用的 CDMA 标准 (IS-95, J-STD-008) 中描述了接入封装包的报文类型、结构、编码和调制。包含报文的比特按如下步骤处理:

1. 报文长度段 (J-STD-008 的 2.7.1.2.1 部分中的 MSG-LENGTH) 被预先设定给封装包消息比特位 (J-STD-008 的 2.7.1.3 部分)。

2. 计算 30 位的 CRC (循环冗余码校验), 并添加到报文长度和报文体段中 (J-STD-008 的 2.7.1.2.2 部分)。

3. 封装包报文比特被添零到最大封装包长度, 即 $3 \times 88 \times (\text{MAX_CAP_SZ}+3)$ 。

4. 封装包比特被分成每帧含 88 信息比特的多个帧。

5. 添加一个 8 比特的编码器尾部 (零值比特) 到每组 88 比特之后。

6. 每帧 96 比特被卷积编码。码率为三分之一并且具有的约束长度为 9, 具有生成函数 (generator function) $g_0=557, g_1=663, g_2=771$ (都是八进制)。该编码器尾部允许移位寄存器在帧间复位至零状态。

7. 每个代码符号只被重复一遍, 因此如果该编码器的输出是 (a, b, c, d, ...), 被重复的输出是 (a, a, b, b, c, c, d, d, ...)

8. 每帧的代码符号是被交错的。符号被按列写成一个 32 行 18 列的阵列中。符号按照以下次序按行从该阵列中读取:

1 17 9 25 5 21 13 29 3 19 11 27 7 23 15 31 2 18 10 26 6 22 14 30 4
20 12 28 8 24 16 32

9. 交错的符号被分为多组 6, 每组 6 被译成 64 位的 Walsh 代码。

10. 由先前步骤输出的每一码片被来自长码的 4 个码片调制 (J-STD-008 的 2.1.3.1.8 部分), 该长码具有的码片速率为 1.2288 Mcps。由基站的网络标识确定该长码掩膜, 因此确定该长码相位, 该接入

探测信号射向该基站。

11.由上面步骤的输出是由 I 信道和 Q 信道的短码调制(J-STD-008 的 2.1.3.1.9 部分)；

12. Q 信道信号被延迟二分之一码片，即 405.9ns

13. I 和 Q 信道信号被转换到具有指定特性的脉冲整形功能的模拟滤波器 (J-STD-008 的 2.1.3.1.10 部分)，并被向上变换到适当的频率通道。

通过对每个前置帧 (preamble frame) 构成一个含 88 个零值比特的帧，并对封装包比特运用上述的步骤 5 到步骤 13，产生报头。注意，由于报头比特开始为零，除了增加零比特或符号之数，上述步骤 3 到 7 将不会有任何影响。因此，对报头内容的另一选择性定义只是一个包含长码和短码的信号。报头信息的明确性质有助于接收机对探测信号的检测。

时分式传输

接入探测序列是时分式的。时隙宽度为一个接入探测信号的长度，这是由网络设置确定的 (PAM_SZ 和 MAX_CAP_SZ)。CDMA 系统时间 (通常与 GPS 时间一致) 是对于这些时隙的时基。

PN (伪噪声) 随机信号

CT 将对接入探测信号的发射进行一段时间的延迟，该延迟时间是由网络设置参数 (PROBE_PN_RAN) 和 CT 的 ESN 计算的。运用于探测信号的长码及短码的相位不受这个延时的影响。该延时也不影响 TDOA 定位。对 RTD (相对时间差) 定位，MS 或主机必须对 PN (伪噪声) 随机信号延迟进行修正至接入探测信号的所测量 TOA。

4.3.3.1.2 反向业务信道

在大多数情况下，CT 在反向业务信道上的发射将包括以下阶段：

1. CT 发射反向业务报头。
2. CT 发射空业务和报文的混合信息。
3. CT 发射语音业务和报文的混合信息。

反向业务报头包含仅由长码及短码调制的全零的数据流。这种报头的确定性特性有助于由 BS 和 MS 获得反向业务信号。当 CT 在反向业务信道上进行初始发射时，发射反向业务报头帧并不断地发射，直到收到来自 BS 的应答信号，该应答表示该报头被成功获得，或是时限已到。

在第二阶段中，在继报头之后，CT 发射与服务选项之协商相关的报文帧并响应来自 BS 的消息。在不发出报文数据时，CT 发射空业务帧。

在第三阶段中，CT 转发包含报文或语音数据的速率可变帧。

MS 能从上面三个阶段之一检测反向业务传输，以便定位该 CT。在所有情况下，MS 有必要对 CT 的传输信息重新构建，以便与接收信号相关。位于正在服务的 BS 附近 MS 对反向业务帧进行解码，并将它们的内容转发到其他 MS，这样其他的 MS 能重新构建反向业务信号，并能从它们的接收信号中检测出反向业务信号。

4.3.3.2 AMPS 信道

关于用于监控的 AMP 信道类型，基本上包含如下两种类型：反向控制信道和反向语音信道。

4.3.3.2.1 反向控制信道

反向控制信道本质上是数字的，因此它是循环平稳的，所具有的周期对应于一个符号的一半（曼切斯特编码）。

4.3.3.2.2. 反向语音信道

反向语音信道本质上是模拟的，具有固有的信号音（声频监测音（SAT），信令单音（ST）和语音的音调的谐音）。

4.3.3.3 TDMA/GSM 信道

关于用于监控的 TDMA/GSM 信号类型，基本上有如下两种类型：反向数字控制信号和反向数字业务信号。这两种信号本质上都是数字的，因此是循环平稳的，所具有的一个周期对应于一个信息符。因此，两种信号都能在对它们进行非线性运算后、被用于以给定频率产生信号音。

4.3.3.4 宽带 CDMA 信道

对于宽带 CDMA， $p(t)$ 是由一组持续时间有限的伪噪声序列中选择的，这些伪噪声（PN）序列具有良好的自相关性和良好的互相关性。这些 PN 序列被用于扩展信息序列，因此 $p(t)$ 是循环平稳的，所具有的一个周期对应于一个 PN 序列的持续时间。建议的带宽为 5MHZ、10MHZ 和 15MHZ。该专利的实际说明将描述用于估计 $\tau_{i,k}$ 和减少其误差源的方法和装置。

4.4 FOA

4.1 $f_{i,k}$:

在动态的情况下，即 CT 相对于 MS 进行运动，CT 的速度和行进方向（DOT）是令人感兴趣的。可以用于求解出关于 CT 之速度和 DOT 的独立方程的唯一信息源是：

$$f_{i,k} = \mathcal{F}_{i,k} - \Delta f_{i,k} + \Delta f_0 \quad (34)$$

该式可以用来估计多普勒频移 $\delta f_{i,k}$ 。这一点在图 6 得到解释，

其中, 假设是一个三天线系统: 在 MS1 的第 m 个天线的坐标为 $(x_{1,m}, y_{1,m}, z_{1,m})$ 、在 MS2 的第 k 个天线的坐标为 $(x_{2,k}, y_{2,k}, z_{2,k})$ 、在 MS3 的第 n 个天线的坐标为 $(x_{3,n}, y_{3,n}, z_{3,n})$ 。这种情况下, FOA: $f_{1,m}$ 、 $f_{2,k}$ 和 $f_{3,n}$ 与以下因素相关:

- 相对于北向 (顺时针方向) 的行进方向 (DOT) $\angle p$
- 行进速度 v
- 频率偏移 $\Delta f_{i,k}$, 如下式:

$$f_{1,m} = \mathcal{F}_{1,m} - \Delta f_{1,m} + \Delta f_0 = \frac{v}{\lambda} \cos(\varphi - \Lambda_{1,m}) - \Delta f_{1,m} + \Delta f_0 \quad (35a)$$

$$f_{2,k} = \mathcal{F}_{2,k} - \Delta f_{2,k} + \Delta f_0 = \frac{v}{\lambda} \cos(\varphi - \Lambda_{2,k}) - \Delta f_{2,k} + \Delta f_0 \quad (35b)$$

$$f_{3,n} = \mathcal{F}_{3,n} - \Delta f_{3,n} + \Delta f_0 = \frac{v}{\lambda} \cos(\varphi - \Lambda_{3,n}) - \Delta f_{3,n} + \Delta f_0 \quad (35c)$$

其中

- $\Lambda_{1,m}$ 是由 $(x_{1,m}, y_{1,m})$ 和 (x, y) 构成的直线与北向的顺时针夹角。
- $\Lambda_{2,k}$ 是由 $(x_{2,k}, y_{2,k})$ 和 (x, y) 构成的直线与北向的顺时针夹角。
- $\Lambda_{3,n}$ 是由 $(x_{3,n}, y_{3,n})$ 和 (x, y) 构成的直线与北向的顺时针夹角。
- (x, y) 是 CT 的二维 (水平面) 坐标。

换言之, 现在有三个等式 (35a,b,c) 和 6 个未知量: $\angle p$ 、 v 、 $\Delta f_{1,m}$ 、 $\Delta f_{2,k}$ 、 $\Delta f_{3,n}$ 和 Δf_0 。如果各个频率偏移 $\Delta f_{i,k}$ 都相同的话, 这个问题就可以得到解决, 即

$$\text{如果 } \Delta f_{1,m} = \Delta f_{2,k} = \Delta f_{3,n} = \Delta f$$

在这种情况下, 我们就只有两个等式和两个未知量: v 和 $\angle p$ 在利用到达频率差 (FDOA) 后:

$$-f_{1,m} + f_{2,k} = \frac{v}{\lambda} \cos(\varphi - \Lambda_{1,m}) - \frac{v}{\lambda} \cos(\varphi - \Lambda_{2,k}) \quad (36a)$$

$$-f_{2,k} + f_{3,n} = \frac{v}{\lambda} \cos(\varphi - \Lambda_{2,k}) - \frac{v}{\lambda} \cos(\varphi - \Lambda_{3,n}) \quad (36b)$$

我们称这种求解法为解 V。注意, 在解 V 中, 在估计 CT 的速度之前, 必须已知 (或估计) CT 的位置 (x, y) , 以便能够知道等式 (36)

中的 $\Lambda_{1,m}$, $\Lambda_{2,k}$ 和 $\Lambda_{3,n}$

在处理用于估计 $\delta f_{i,k}$ 的 $f_{i,k}$ 时, 我们有如下的误差源:

- 噪声, $w_{i,k}(t)$:

Cramer-Rao 低界提供关于 AWGN 对信号音(Tone)的估计频率 δf_i 的方差 $\text{var}(\hat{\mathcal{F}}_{i,k})|_{\text{Tone}}$ 的影响之低界:

$$\text{var}(\hat{\mathcal{F}}_{i,k})|_{\text{Tone}} \geq \frac{12}{\text{SNR}_{i,k}|_{\text{Tone}} \times N_{i,k} \times (N_{i,k}^2 - 1) \times 4\pi^2} \quad (37)$$

其中:

- $\text{var}(\hat{\mathcal{F}}_{i,k})|_{\text{Tone}}$ 是频率 $\delta f_{i,k}$ 的估计值 $\hat{\mathcal{F}}_{i,k}$ 的均方差;
- $\text{SNR}_{i,k}|_{\text{Tone}} = A_{i,k}^2 / (2\sigma_n^2)$ 为第 I 个 MS 的第 k 个天线的信号音的信噪比 SNR;
- $A_{i,k}$ 是在第 I 个 MS 的第 k 个天线的信号音的幅度值。
- σ_n^2 是噪声均方差;
- $N_{i,k}$ 是样本数 (它与观测间隔 $T_{i,k}$ 直接相关);
- 频率偏移 $\Delta f_{i,k}$

正如前面所言, 现在有三个等式 (35a-35c) 和 6 个变量: \mathcal{E}_p , $\Delta f_{1,m}$, $\Delta f_{2,k}$, $\Delta f_{3,n}$ 和 Δf_0 。如果频率偏移 $\Delta f_{i,k}$ 被消除或使各频率偏移相等, 即: $\Delta f_{1,m} = \Delta f_{2,k} = \Delta f_{3,n} = \Delta f$, 就可以解决该问题。使各频率偏移相等 ($\Delta f_{1,m} = \Delta f_{2,k} = \Delta f_{3,n} = \Delta f$) 要比估计和消除各频率偏移更现实。

- 多径 $MP_{i,k}(t)$:

在这种情况下, 多径 $MP_{i,k}(t)$ 的效应是增加一些多普勒频移给 $\delta f_{i,k}$, 由于动态 (非静态) 反射物引起的, 如轿车、卡车等。

- 干扰, $I_{i,k}(t)$

在这种情况下, $I_{i,k}(t)$ 起着使频率估计值失真的作用, 就如使相位 $\zeta_{i,k}$ 的估计值失真一样, 除非可以更显著地消除它的影响。

- (x, y) 的估计误差

在等式 36 中, 假设在估计 CT 的速度和 DOT 之前就已知 CT 的

坐标 (x,y) 。通常并非如此，需要首先估计 (x,y) 。 (x, y) 的估计值是不准确的，表明它包含着误差，这些误差会影响对 CT 的速度和它的 DOT 的估计。

4.5 SOA_{i,k} 和 $\psi_{i,k}$ 的组合

解 V: 最大似然到达角估计值 (ML-AOA)

这部分内容表述了对 CT 发射的无线信号的 AOA 进行估计的独特方法。这种新颖的方法着力解决天线增益和相位模式与位置相关变化的问题。

4.5.1 传统的处理 AOA 的方法

简述“传统的”处理 AOA 的方法，以突出与该新颖的处理自适应最大似然 AOA 估计值的方法的差异。

4.5.1.1. 从 POA 中估计 AOA

移动传输信号的 POA（不失一般性地假设是在 CDMA 系统中的接入探测信号）是在两个或更多的天线元上测量的。计算它们的差值 $\psi_{i,1} - \psi_{i,2}$ 。关于 AOA 的闭合式解是根据等式 (12)、两天线的分隔距离 $d_{i,1,2}$ 、和无线信号的波长 λ 并利用 $\psi_{i,1} - \psi_{i,2}$ 来求解。也许有多个解。这些对 AOA 的解与其它信息和算法合并，如最小平方方法和扇区信息，以便得到位置的估计值。

4.5.1.2 从 SOA 估计 AOA

由于许多天线具有的增益模式随着实际到达角而变化，因此在不同天线元所测量的 CT 发射信号的 SOA 可被单独使用或与 POA 相结合，以便来估计 AOA。美国专利号 5,541,608 和 3,824,595 就描述了结合 POA 和 SOA 测量值的 AOA 测量系统。

4.5.2 最大似然性 AOA

最大似然性 AOA 开始是采用与上面所述的传统方法相同的方法。对于在其上可以检测该探测信号的每个天线元，测量出接入探测信号的 POA、 $\Psi_{i,k}$ 、SOA 和 $SOA_{i,k}$ 。对于一对天线元，计算出相差和增益差，或者是 SOA 比。

$$\Delta\Psi_{i,1,2} = \Psi_{i,1} - \Psi_{i,2} \quad \Delta SOA_{i,1,2} = \frac{SOA_{i,1}}{SOA_{i,2}}$$

对相位差 $\Delta\Psi_{i,1,2}$ 而言,我们可以构建 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2})$ ，关于在第 i 个 MS 的 AOA, r_i 的似然函数。如果传统的对 γ_i 的闭合式解是 30° 和 150° 的话，那么该似然函数可能看上去有些象图 10。

只要该传统方法的模式是准确的，该似然函数本身真正给我们的信息并不会多于对 AOA 的闭合式解。运用最大似然方法的好处是产生于 POA/SOA 信息的组合、它从该传统模式适应现实世界变化的灵活性、以及自适应训练的简易性，如下所述：

假设除了 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2})$ 之外，我们也构建在第 i 个 MS 的 AOA 的似然函数 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta SOA_{i,1,2})$ ，给予在天线：天线 1 和 天线 2 处测量的观测相对信号强度。在这种情况下，假设这两个天线处于不同的扇区以及图 10、11 分别说明似然函数 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2})$ 和 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta SOA_{i,1,2})$ 。这两个似然函数定性地表明 AOA 可能非常接近于 30° 或 150° 。 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta SOA_{i,1,2})$ 表明 AOA 大约分布在 0° 到 45° 之间。很明显，对 AOA 的好的估计值为 30° 。

有些种类的单调组合函数需要将两个似然函数组合起来。由于对独立的联合概率的关系，相乘在直观上是令人满意的：

$$p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2}, \Delta SOA_{i,1,2}) = p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2}) p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta SOA_{i,1,2})$$

尽管由于 POA 和 SOA 差不一定是独立的，这并不必是可用的。其他的可能性包括加 $(x+y)$ 或更为复杂的函数（如 $x^2+10xy+y^2$ ）。

实际上, 通过将 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta SOA_{i,1,2})$ 和 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2})$ 结合起来, 我们逼近联合条件 pdf(概率分布函数)/似然函数 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2}, \Delta SOA_{i,1,2})$ 。另外一种可供选择的方法是设法获得并利用该联合条件 pdf/似然函数 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2}, \Delta SOA_{i,1,2})$ 。

只要能从现有的观测值合成出关于 γ_i 的似然函数, 就可以采用该分布的一阶矩 (均值)、该分布的最大值的坐标、或通过其他适当的方法来估计 γ_i 。各种扩散度如分布的标准偏差, 可以被用作估计值的可信度。一般来说, 分布的扩散越小, 其可信度越大。

该方法要求我们设法获得似然函数。当我们根据 AOA 的表达式、天线间的间距、天线相位模式和天线增益模式能构建函数时, 所得到的模型会对测量参数的误差或变化相当敏感。需要采用某些类型的自适应或自我训练的方法。

表 12 说明与 ML-AOA (最大似然到达角估计值) 有关的高级步骤。

自适应训练

通过收集已知的 AOA 和所附的 POA、SOA 来构建似然函数。这些已知的 AOA 可以通过原来已知的 CT 位置计算出来, 或是采用其他方法测量, 如:

- 全球定位系统 (GPS)
- “俄罗斯 GPS” 系统
- 通过 WLS 的 TDOA 定位。

通过定义覆盖所期望的范围 γ_i 和 $\Delta\Psi_{i,1,2}$ 的箱区, WLS 构建似然函数 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2})$ 。当利用已知的 γ_i 和测量出的 $\Delta\Psi_{i,1,2}$ 检测到 CT 的发射信号时, 其范围包含 $(\gamma_i, \Delta\Psi_{i,1,2})$ 的箱区值就被增加了。另一方式是, 箱区所增加的值与 γ_i 和 $\Delta\Psi_{i,1,2}$ 的估计可信度有关。由于这个训练过程被重复足够的次数, 箱区中的值将逼近 $p_{\gamma_i}(\gamma_i|\Delta\Psi_{i,1,2})$ 。

对于 SOA 比、或对于 POA 和 SOA 的似然函数也可以同样被构建。

另外可能还需要进行一些额外的处理，如对这些经验似然函数进行平滑处理。而且，可以为每一对天线定义额外的箱区，以累计发现 CT 发射信号在一个天线上、而未在另一天线上被探测到。

WLS 将有机会不仅从 E991 的 TDOA 定位或车队管理服务进行训练，也可以从 CDMA 载波上的所有呼叫信息源进行训练。当 WLS 子系统和主机资源空闲时，它们可以通过 TDOA 定位所有的呼叫信息源。然后，被认为是充分可靠的任何这样的定位可被用于训练似然直方图。

可以用训练之前的似然函数之估计值初始化直方图。在利用 AOA 的估计值之前，可以通过利用适当平滑函数进行卷积，可以平滑这些直方图。

5. 定位技术:

5.1 TOA/行程定位（圆形多边测量）

在一个二维（水平面）定位系统中，通过 CT 到至少两个 MS 的射程，有可能估计 CT 的位置。CT 的水平位置的估计值就是两个水平圆的交叉点，这两个圆的圆心在 MS 处，其半径等于射程。这种定位方法因此可被称为圆形多边测量法。通过从信号 $r_{i,k}(t)$ 的测量 TOA $\tau_{i,k}$ 中减去信号 $s(t)$ 的已知传输时间 τ_0 ，可以计算出射程。这里三个可能的解：

1. 当传输时间 τ_0 已知时，我们把该定位技术称为**射程定位**。
2. 当传输时间 τ_0 未知并需要估计时，我们把该定位技术称为**TOA 定位**。
3. 当传输时间 τ_0 未知并且要用 TDOA 进行估计时，我们把该定位技术称为**TDOA 定位**（在以下两个部分中进行论述）。

在射程定位中，一种确定传输时间 τ_0 的方法是利用在 BS 传输

和接受 CT 对 BS 传输的响应之间的 RTD（相对时间差）。在这种情况下，需要最少两个独立方程以求解两个未知量 x 和 y 。

在 TOA 定位中，现在有三个未知数 x 、 y 和 τ_0 。需要三个 MS 的 TOA，对于第 i 个 MS 的第 k 个天线的方程是：

$$\tau_{i,k} - \tau_0 - \frac{1}{c} \sqrt{(x - x_{i,k})^2 + (y - y_{i,k})^2} = 0 \quad (38)$$

其中，

- $\tau_{i,k}$ 为在第 i 个 MS 的第 k 个天线的信号 $r_{i,k}(t)$ 的到达时间；
- τ_0 为来自于 CT 的信号 $s(t)$ 的传输时间；
- (x, y) 为已知的 CT 的二维位置；
- $(x_{i,k}, y_{i,k})$ 为在第 i 个 MS 的第 k 个天线的已知的平面位置，

其中 $i=1, \dots, N$

如上面所解释的，当多于最小数量的 MS 有效时，就认为存在冗余。如果一组冗余的测量 TOA 含有误差，必须调整 TOA，以便获得对未知量的特定解。对每个 TOA 调节的量称为残差（residual）。调节观测的 TOA、以便使残差的平方之和为最小的几种方法包括：通用最小方差无偏估计、最佳线性无偏估计、最大似然估计、最小平方估计、矩量法、通用贝叶斯估计、线性贝叶斯估计、卡尔曼滤波等。在此项专利中，调整被观测的 TOA 以便使残差的平方和为最小的方法之优选实施例是最小平方估计法。

5. 1. 1 几何条件对于 TOA 定位的影响

在一个定位系统中，几何条件（即 MS 相对于彼此之间以及被定位的 CT 的相对位置）起着重要的作用，如方程（39）所示。

$$\text{std}(\text{position}) = DOP \times \text{std}(\hat{R}_{i,k}) \quad (39)$$

• $\text{Std}(\hat{R}_{i,k})$ 是由方程（19）或方程（26）得到的射程估计值 $\hat{R}_{i,k}$ 的标准偏差。

• DOP 是精度衰减因子，它是一个几何量度值。

在一个二维定位系统中，通常提到水平 DOP（HDOP）被定义为：

$$HDOP = \sqrt{EDOP^2 + NDOP^2} \quad (40)$$

其中：

- EDOP 是东方的 DOP，它被定义为 C_{TOA} 中第一行第一列元素的平方根。

- NDOP 是北方的 DOP，它被定义为 C_{TOA} 中第二行第二列元素的平方根。

- C_{TOA} 是一个未定标矩阵 (unscaled matrix)，被定义如下：

$$C_{TOA} = [A^T C_1^{-1} A]^{-1}$$

- C_1 是未定标测量协方差矩阵 (适当大小的恒等矩阵)

- A 是用于方程 (38) 的模型的设计矩阵，定义如下，

$$A = \frac{1}{c} \begin{bmatrix} -\frac{x-x_{1,k}}{d_{1,k}} & -\frac{y-y_{1,k}}{d_{1,k}} & -c \\ -\frac{x-x_{2,k}}{d_{2,k}} & -\frac{y-y_{2,k}}{d_{2,k}} & -c \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{x-x_{N,k}}{d_{N,k}} & -\frac{y-y_{N,k}}{d_{N,k}} & -c \end{bmatrix} \quad (41)$$

$d_{i,k}$ 是 CT 和第 i 个 MS 的第 k 个天线之间的最佳导出距离 (射程)。

5.1.2 TOA 观测值的加权

在定位估计处理中，不是所有的 TOA 观测值都需要进行同样的加权。被认为是更可靠的 TOA 观测值可以比可靠性较差的观测值的加权更大。这一点可以通过观测值协方差矩阵完成。 C_1 的逆矩阵是权矩阵。矩阵 C_1^{-1} 的对角线上的更大的值对应于对相应 TOA 观测值的更大加权。在蜂窝电话定位的环境中，在每一 MS 处的 RSSI (接收信号强度指示) 是对 TOA 指定加权的一个方法。在每一 MS 处的较高 RSSI 意味着可靠的 TOA。这是由于两个事实：

1. 在一个 MS 中的 RSSI 通常包含接收的信号功率加接收的噪声功率。接收机中的噪声主要是热噪声，它是带宽和温度的函数。当两个 MS 有相近的温度和带宽时，在两个 MS

中接收的噪声功率也基本上是相同的。因此，一个高的 RSSI 意味着一个高的接收信号功率，这意味着一个高的信噪比。这是我们期望的。

2. 进一步说，高的 RSSI 通常意味着与较低的 RSSI 相比，屏蔽更少，即意味着更少的多路径。这同样是我们期望的。

5. 1. 3 在 TOA 定位中的大错检测

大错(blunder)是 TOA 观测量的严重错误。它可以是由于平坦衰落或者突然的带内干扰引起较大的信号波动而导致的。如果不消除之，大错会导致估计位置的大误差。在迭代最小平方处理期间，通过观测每一测试量的闭合差，可能检测出包含大错的观测量。闭合误差被定义为给出最有效位置估计值 (x, y) 的位置模型的值。包含有大错的观测量比起不含大错的观测量通常有更大的闭合差。当一个观测数据被检测为有大错时，可以将它从位置估计处理中删除。

优选的是，通过允许很多 MS 监视一个 CT 来减少几何效应，即减少在式 (40) 中的 HDOP 的值。在蜂窝通信中，频率复用和平坦衰落是经常发生的现象。因此，进行监视的 MS 的数量增加（这可以减少 HDOP）通常会增大 $\text{std}(\hat{R}_{i,k})$ 。结果，大错检测是关键性的，作为使位置误差最小化的方法之一部分，通过减小 MS 的数量（并因此减小 HDOP）和不用在 $\text{std}(\hat{R}_{i,k})$ 上招致大的恶化。在未检测到大错的情况下，在一些 MS 上较差的信噪比可能造成来自那些 MS 的测量值的掺杂、增加 $\text{std}(\text{range})$ 而多于它们对 HDOP 的减少。考虑到这种平衡，本发明优化了用于定位 CT 的 MS 的数量，以便使公式 (39) 中的 $\text{std}(\text{position})$ 最小。

通过统计分析由最小平方处理计算出的观测值残差，也可以检测出大错。参见 Vanicek, p., Krakiwsky, E., “大地测量学原理”（北荷兰出版公司，阿姆斯特丹，1982 年）。每个 TOA 观测值的残差都可以由自己估计的标准偏差进行标准化，以至于整套的残差被假定

为属于具有零均值和单位标准偏差的正态分布。如果这个假设是正确的，标准化的残差应该是在对标准正态分布的指定置信范围内。其残差变弱的观测量具有含有大错的嫌疑。

5.2 TDOA 定位（双曲线多边测量）

不估计未知的传输时间，而是可能将它消除。这是通过计算来自两个不同的 MS 的 TOA 之间的差。由于传输的时间为两者所共有，它被从所得到的 TDOA（到达时间差）中消除。可以看出，对于特殊 TDOA 为有效的点之轨迹对应于双曲线。在该双曲线之 CT 必须位于的一边是通过 TDOA 之标记知道的。给出来自三个 MS 的 TOA，可以形成两个独立的 TDOA。两条相应双曲线的交叉点估计 CT 的位置。这个方法通常称为双曲线多边测量法。

对于双曲线多边测量法的 2 维定位模型是：

$$\Delta\tau_{ij,km} - \frac{1}{c}\sqrt{(x-x_{i,k})^2 + (y-y_{i,k})^2} + \frac{1}{c}\sqrt{(x-x_{j,m})^2 + (y-y_{j,m})^2} = 0 \quad (42)$$

其中：

- $\Delta\tau_{ij,km} = \tau_{i,k} - \tau_{j,m}$ ， $i \neq j$ 或 $k \neq m$
- $\tau_{i,k}$ 为在第 i 个 MS 的第 k 个天线上的信号 $r_{i,k}(t)$ 的到达时间。

5.2.1 几何条件对 TDOA 定位的影响

几何条件也影响 TDOA 定位。由公式（40）又一次计算 HDOP，其中，设计矩阵现在是：

$$A = \frac{1}{c} \begin{bmatrix} -\frac{x-x_{2,m}}{d_{2,m}} + \frac{x-x_{1,k}}{d_{1,k}} & -\frac{y-y_{2,m}}{d_{2,m}} + \frac{y-y_{1,k}}{d_{1,k}} \\ -\frac{x-x_{3,n}}{d_{3,n}} + \frac{x-x_{1,k}}{d_{1,k}} & -\frac{y-y_{3,n}}{d_{3,n}} + \frac{y-y_{1,k}}{d_{1,k}} \\ \vdots & \vdots \\ -\frac{x-x_{N,1}}{d_{N,1}} + \frac{x-x_{1,k}}{d_{1,k}} & -\frac{y-y_{N,1}}{d_{N,1}} + \frac{y-y_{1,k}}{d_{1,k}} \end{bmatrix} \quad (43)$$

其中，式（43）中的 N 是 MS 的个数。注意，第一个 MS 的第

k 个天线的 TOA 被从所有其它的 TOA 中减掉了。

未定标观测值协方差矩阵如下：

$$C_1 = \begin{bmatrix} 2 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & 1 & \ddots \\ 1 & \cdots & 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (44)$$

5. 2. 2 TDOA 观测值的加权

TDOA 观测值的加权是可能的。但是，由于 TDOA 是两个 TOA 的函数，所以指定加权值的方法不再是直接的。

5. 2. 3 在 TDOA 定位中的大错检测

在 TDOA 定位中也可以进行大错检测。然而在此文中，闭合差和残差对应于 TDOA。因此，一个错误的闭合差或者残差可能是由于任一 TOA 观测值中的大错，而该 TDOA 是由这些 TOA 观测值导出的。分离出错的 MS 并非总是可能的。

5. 2. 4 TDOA 定位中的多重解

由两个独立的 TDOA 形成的两双曲线之一半可能相交两次。这个导致两个数学上正确的解。这种情况的发生，特别是在普遍为短距离和较差几何条件处定位 CT 的情况下。

最通常的是，解分叉（对定位方程存在两个解）在相当确定的情况下进行的。对于非常确定的情况，在 Chaffee, J.W. 等人的“伪距方程的分叉”（1993 年国家技术会议的会议录，加利福尼亚，旧金山，1993 年 20-22），利用其中提供的方法，可以检测出两个解的存在。虽然此方法最初是用于检测全球定位系统中的分叉，但此种方法也同样适用于 CT 定位的情况。

在两个以上的 TDOA 可用于 2 维定位的情况下，确切的解分叉的概率是很小的。然而，对于两个 TDOA 的子集，分叉可能存在。在这种情况下，当采用所有可用 TDOA 时，第二解可能会影响最终得到的解。

在任何情况下，当存在解分叉时，迭代最小平方定位估计算法可以收敛于这两个解之一。被收敛的解是用于开始迭代最小平方处理的初始位置的函数。为了收敛到对应于实际的 CT 位置的解，用于开始迭代最小平方处理的初始位置必须比较精确的。不给出关于 CT 位置的在先信息，运用 TOA 或者 TDOA 观测值的闭合式位置估计算法是唯一的选择。

有许多种闭合式定位估计算法已经得到了发展。例如：

- 球面插值法(Smith, J.O., 等人的 “根据行程差测量的闭合式最小平方源定位估计” IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing , Vol. ASSP-35, No. 12, Dec. 1987, pp1661-1669)

- Schau 及 Robinson 的方法(Schau, H.C., 等人的 “根据到达时间差并利用交叉球面的被动源定位” IEEE Transactions on Acoustics, Speech , and Signal Processing Vol. ASSP-35., No. 7, Jan. 1985, pp. 56-59),

- Bancroft 的方法(Bancroft, S., “GPS 方程的代数解” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-20., No. 8, Aug. 1987, pp. 1223-1225, chan 和 HO 的方法 (Chan, Y.T., 等人的 “用于双曲线定位的一种简单有效的估算法” IEEE Transactions on Signal Processing Vol. 42 ASSP-35., No. 8, Aug. 1994, pp. 1905-1915))

- LOCA (在二次曲线轴上的定位) (Schmidt, R.O. “处理行程差定位的几何图形的新方法 “IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-8., No.6, Nov. 1972, pp. 821-835。

由于 LOCA 适用于对移动发射机的精确定位，因此，它被用于本发明的优选实施例。LOCA 是双曲线三边测量的数学双值。LOCA 的基本理论指出，对已知位置的 3 个 MS 的 TOA 差产生位置的直线。这种直线是二次曲线的主轴。这 3 个 MS 位于二次曲线上，且位置正被估计的 CT 位于二次曲线的一个焦点上。在有冗余和 3 维定位

情况下, LOCA 扩展到平面交集 (Plane Intersection), 如 Schmidt,R.O. 的“处理行程差定位的几何图形的新方法”(《*航空航天和电子系统 IEEE 学报*, 第 8 卷 1972 年 11 月第 6 期 821-835 页) 中所示。平面交集同样适用于在 2 维定位中的冗余情况。

在 LOCA 中, 可能有三种二次曲线: 椭圆、双曲线或者抛物线。所关心的二次曲线依赖于 MS 和要定位的 CT 的相对位置。这些二次曲线之每一个都有两个焦点(对抛物线而言, 有一个焦点在无穷远处), 因此有两个可能的解。在椭圆情况下, 正确的焦点通过 TDOA 的符号来决定。在抛物线情况下, 解是明显的。然而, 当该二次曲线为双曲线时, 正确的焦点不能由给定的 TDOA 来决定。Chaffee 分叉检测方法见于 Chaffee ,J.W.等人的“伪距方程的分叉”, (1993 年国家技术会议记录, 旧金山, 加利福尼亚, 1993 年 1 月 20~22 日, 导航学会), 该方法将表明对于双曲线之情况下的分叉和对于椭圆及抛物线之情况下的无分叉。利用四个 MS, 获得第二条二次曲线。这两个二次曲线之主轴的交点是 CT 位置的估计值。因此, 当在有冗余存在的情况下使用平面交集时, 不存在模糊性, 且不用考虑分叉。

如果 TOA 含有大的误差, LOCA 或者平面交集可能给出一个很差的解。当这个很差的解被用作最小平方方法的初始位置时, 它可能会导致最小平方方法发散。在这种情况下, 最佳可用作用过程可能是将参与的 MS 的座标平均, 且把它用作最小平方方法的初始位置。另一种方法是, 使用正与 CT 通讯的 MS 的近似座标作为初始位置。

5.3 混合 TDOA 定位(利用 TDOA 的圆形多边测量)

在有些情况下需要、甚至必须使用与 TOA 相对的 TDOA。然而, 正如上面所解释的一样, 当使用 TDOA 时并不总是可能杜绝大错。但是, 有可能建立一个定位模型, 该模型使用 TDOA, 但为单个的

TOA 给出残差和闭合差。

为了做到这一点，要选择一个 MS 作为基准。再假定在该基准位置的 TOA 与发送时间 τ_0 相等。从这一点开始，其发展跟随圆形多边测量的 TOA，除了该基准 MS 的 TOA 被从所有的 TOA（包括该基准 MS 的 TOA）中减掉，而不是减掉发送时间。于是，定位模型为：

$$\Delta\tau_{i,1} + \frac{1}{c}R_u - \frac{1}{c}\sqrt{(x-x_{i,k})^2 + (y-y_{i,k})^2} = 0 \quad (45)$$

这里，

- $\Delta\tau_{i,1} = \tau_{i,k} - \tau_{1,1}$, $i = 1, \dots, N$
- R_u 是从 MS_1 的基准（第一）天线到 CT 的位置之间的射程。

方程（45）的模型与圆形多边测量的模型（方程（38））有相同的结构，除了第三个未知量是 R_u 而不是发送时间。

方程（45）的模型对于 N 个 MS 给出了 N 个观测值，因此有 N 个残差和闭合差。然而，这 N 个观测值是 0 和 $N-1$ 个 TDOA。这个方程的结构是 TOA 定位的结构，然而这些观测值是 TDOA 定位的结构。因此，其命名为混合 TDOA 定位。

5.3.1 几何条件对混和 TDOA 定位的影响

对于混合 TDOA 定位的设计矩阵为：

$$A = \frac{1}{c} \begin{bmatrix} -\frac{x-x_{1,1}}{d_{1,1}} & -\frac{y-y_{1,1}}{d_{1,1}} & 1 \\ -\frac{x-x_{2,k}}{d_{2,k}} & -\frac{y-y_{2,k}}{d_{2,k}} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{x-x_{N,m}}{d_{N,m}} & -\frac{y-y_{N,m}}{d_{N,m}} & 1 \end{bmatrix}$$

(46)

注意，式（46）与式（41）相同，除了对应于第三未知量的第三列。

该未加权的且未定标的观测值协方差矩阵 C_1 ，是与用于 TOA 定位的矩阵一样的 N 维恒等矩阵。象以前一样，可通过 $[A^T C_1^{-1} A]^{-1}$ 计算出 DOP。

5.3.2 混合 TDOA 观测值的加权

严格地说，尽管这些观测值是 TDOA，但它们可以被作为对应于单个 MS 的观测值来处理。总是为 0 的第一观测值可以被视为基准（或第一）MS 的观测值。第二观测值包含从第二 MS 的 TOA 中减掉的基准 MS 的 TOA，它被当作第二 MS 的观测值来处理，等等。因此，对单个 MS， C_1 的 N 个对角线元素可能被加权。

5.3.3 混合 TDOA 定位中的大错检测

同样， N 个独立的闭合差和残差，一个对每一 MS，它们都可以用来分析。因而，可以进行大错检测，如在 TOA 定位的情况下，且可检测在单个 TOA 观测值中的大错。

5.3.4 混合 TDOA 定位中的多重解

由于所用的观测值实际上是 TDOA，这一定位方法易发生解分叉。在以上所述的双曲线多边测量的情况下处理多重解的方法在这里同样适用。

5.4 AOA 定位

给出明确的 AOA 测量值，对于位置估计，即要被定位的 CT 的 2 维坐标，仅存在两个未知量。因此，需要最少两个独立的 AOA 测量值。再令 (x, y) 为 CT 的 2 维坐标， $(x_{i,k}, y_{i,k})$ 为第 i 个 MS 的第 k 条天线的 2 维坐标。在第 i 个 MS 的第 k 条天线，AOA， $\Lambda_{i,k}$ 被测量，这里： $\Lambda_{i,k}$ 是从北向到连接 CT 至第 i 个 MS 的第 k 条天

线的线的顺时针方向的角（与式（35）和（36）中的 $\Lambda_{i,k}$ 相似；不要与式（15），（16），（21），（22）和（23）中的 $\gamma_{i,k}$ 混淆）。

那么，这个数学定位模型为：

$$(x-x_{i,k})\cos \Lambda_{i,k}-(y-y_{i,k})\sin \Lambda_{i,k}=0 \quad (47)$$

当多于两个独立的 AOA 观测值可用时，最小平方法可被用来求取唯一解。我们可以假定 $\Lambda_{i,1} \cong \Lambda_{i,2} \cong \dots \cong \Lambda_i$ ，即，CT 远离相对于在第 i 个 MS 处的所有天线之间的基线的第 i 个 MS，以及量程 $R_{i,1} \cong R_{i,2} \cong \dots \cong R_i$ 之间。

5.4.1 几何条件对 AOA 定位的影响

各 MS 彼此之间的相对位置及与要被定位的 CT 之间的相对位置对 AOA 定位也是很重要的。可能再次使用 DOP 来量化几何条件。通过 2 维定位模型（47），所得到的设计矩阵为：

$$A = \begin{bmatrix} \cos \Lambda_1 & -\sin \Lambda_1 \\ \cos \Lambda_2 & -\sin \Lambda_2 \\ \vdots & \vdots \\ \cos \Lambda_N & -\sin \Lambda_N \end{bmatrix}$$

（48）

这个未加权及未定标的观测值协方差矩阵 C_1 是 N 维恒等矩阵。可以再次通过 $[A^T C_1^{-1} A]^{-1}$ 得到 DOP。

5.4.2 AOA 观测值的加权

个别的 AOA 观测值都可通过观测值协方差矩阵 C_1 而被加权。那些被认为更可靠的 AOA 观测值被赋予了更小的方差，或者相反地，更大的加权。

5.4.3 AOA 定位中的大错检测

同 TOA 或 TDOA 观测值一样, AOA 观测值也可能包含大错。当冗余观测值可用时, 观测值残差和闭合差的统计测试可被用于检测包含大错的观测值。

正如上面提到的, AOA 在方程 (12) 中的解存在一个模糊性问题, 该问题可通过使用 TDOA 或在下一节所述的 AOA 来解决, 或者利用在同一 MS 处的多于两条的天线来解决。这在划分为扇形区的单元中是可能的, 因为每个扇区通常有两个分集式天线。也就是说, 在一个有三个扇形区的单元中, 总共 6 条天线是可行的。

当这些分集式天线仅在垂直方向被分隔时, 估计的 AOA 为仰角。在这种情况下, 可以使用两个分集式天线, 因为它们是彼此独立的, 即它们提供独立的观测量。利用两观测量的最简单的方法是通过利用: 选择组合、最大系数组合、同相组合、等增益组合, 或其他的组合方法来组合它们。

5.5 AOA/TDOA 定位

最小平方法允许不同类型的观测值相组合。特别是, 有可能使用在单一最小平方法调节范围内的 AOA 观测值和 TDOA 观测值来估计 2 维位置。

两种不同观测值类型的组合, 在仅有两个 MS 可用于估算 CT 的 2 维位置的情况下特别有用。当一个特定的 MS 的两条天线被用于估算输入信号对那个 MS 的 AOA 时, 有可能出现大量的 AOA 模糊性, 如式 (15) 所示。这不仅是因为有 1 维线性数组的 AOA 估计值的特性, 还因为元件间的跨距可以大于一个波长。因此, 仅利用两个 MS 和 AOA 观测值, 可能有许多位置解, 且无法决定其中哪一个解是正确的。

但是, 如果在两个 MS 中的每一个上测量出 TOA (可利用式 (18) 中的 $p(t - \tau_{i,k} + \tau_0 - \Delta t_{i,k})$), 那么, TDOA 就能计算出来。这个 TDOA

对应于一双曲线边,在无误差的情况下,它将穿过很多交合线(bearing line)之中的两条交合线的交点,这些交合线都是由不明确的 AOA 导出的。

当 AOA 和 TDOA 观测值包含误差时,没有两条交合线和测量的双曲线边准确地相交。对于测量的 TDOA 和任意两个特定的 AOA,最小平方法将给出使残差之平方和最小化的位置解。观测值残差也是可用的,因为有两个未知量、2 维坐标,及只有 3 个观测值(2 个 AOA 和 1 个 TDOA)。

为了从模糊量中分离出正确的 AOA 对,每个 AOA 组合在最小平方法中与 TDOA 观测值组合。这种导致残差之最小平方和的 AOA 组合被选为正确解。相应的位置解被用作该 CT 位置估计值。

当在最小平方法中组合 AOA 和 TDOA 观测值时,用于 AOA 的定位模型(47)和 TDOA 的定位模型(42)都被使用。不失普遍性,对于两个 AOA 观测值(在两个 MS 之每一个 MS 处有一个)和一个 TDOA 观测值(对同样的两个 MS)的设计矩阵 A 为:

$$A = \begin{bmatrix} \cos \Lambda_1 & -\sin \Lambda_1 \\ \cos \Lambda_2 & -\sin \Lambda_2 \\ -\frac{x-x_2}{d_2} + \frac{x-x_1}{d_1} & -\frac{y-y_2}{d_2} + \frac{y-y_1}{d_1} \end{bmatrix}$$

(49)

这里, d_i 是 CT 和第 i 个 MS 之间的最优导出距离,假定 CT 远离该 MS,使得 $d_{i,1} \cong d_{i,2} \cong \dots \cong d_i$; 其中 $d_{i,k}$ 是 CT 和在第 i 个 MS 的第 k 条天线之间的最优导出距离,对应于 $i=1, 2$ 。注意,前两行对应于两个 AOA 测量值,第三行对应于 TDOA 测量值。两列对应于两个未知量, x 和 y 。通过增加适当的行到式(49),可以包括附加的 AOA 和 TDOA 测量值。注意,在式(43)中的系数 $(1/c)$ 未出现在式(49)的 TDOA 测量值行中。这样就使得整个 A 的单元是无量

纲的。

闭合差向量，对于最小平方方法调整机制是必要的，它仅仅由所有观测值的闭合差组成。对应于设计矩阵（49）的闭合差向量为：

$$w = \begin{bmatrix} (x - x_1) \cos \Lambda_1 - (y - y_1) \sin \Lambda_1 \\ (x - x_2) \cos \Lambda_2 - (y - y_2) \sin \Lambda_2 \\ c * \Delta \tau_{12} - \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} + \sqrt{(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2} \end{bmatrix}$$

(50)

这里，

- $\Delta \tau_{1,2} = \tau_1 - \tau_2$ ，假定 CT 远离第 i 个 MS 以便使得对于 $i=1, 2$ 有 $\tau_{i,1} \cong \tau_{i,2} \cong \dots \cong \tau_i$ 且
- $x_{i,1} \cong x_{i,2} \cong \dots \cong x_i, y_{i,1} \cong y_{i,2} \cong \dots \cong y_i$

由于 AOA 和 TDOA 观测值是无关系的，未定标协方差矩阵是适当维数的恒等矩阵（AOA 观测值的数加上 TDOA 观测值的数）。

5.5.1 几何条件对 AOA/TDOA 定位的影响

DOP 可再次被用于量化几何条件。DOP (HDOP, EDOP, NDOP) 能通过 $[A^T C_1^{-1} A]^{-1}$ 得到，这里的 A 和 C_1 由上述直接定义。

5.5.2 AOA/TDOA 观测值的加权

单个的 AOA 和 TDOA 观测值可以通过观测值协方差矩阵 C_1 被加权。那些被认为更可靠的 AOA 和/或 TDOA 观测值被分配更小的方差，或相反地，更大的加权。

5.5.3 AOA/TDOA 定位中的大错检测

TDOA 和 AOA 观测值都可能存在大错。观测值残差和闭合差的统计测试可被用于检测包含大错的观测值。

5.6 AOA/射程定位

如果传送时间或者往返行程延迟是已知的，从 CT 到第 i 个 MS 的射程 \hat{R}_i 为观测的参数。在这种情况下，也可以组合 AOA 和 TDOA 定位，以便仅用两个 MS 来估计 CT 的位置。（注意，当这两个 MS 被配置在如一个分为扇区的蜂窝系统中时，实际上只有一个 BS 是必需的）。不失一般性，对于两个 AOA 观测值（在两个 MS 之每一个上有一个）和两个射程观测值的设计矩阵 A 为：

$$A = \begin{bmatrix} \cos \Lambda_1 & -\sin \Lambda_1 \\ \cos \Lambda_2 & -\sin \Lambda_2 \\ -\frac{x-x_{1,k}}{d_{1,k}} & -\frac{y-y_{1,k}}{d_{1,k}} \\ -\frac{x-x_{2,k}}{d_{2,k}} & -\frac{y-y_{2,k}}{d_{2,k}} \end{bmatrix}$$

(51)

对应这个设计矩阵的闭合差向量为：

$$w = \begin{bmatrix} (x-x_1)\cos \Lambda_1 - (y-y_1)\sin \Lambda_1 \\ (x-x_2)\cos \Lambda_2 - (y-y_2)\sin \Lambda_2 \\ \hat{R}_1 - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \\ \hat{R}_2 - \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} \end{bmatrix}$$

(52)

由于 AOA 和射程观测值是无关系的，未定标的协方差矩阵是适当维数的恒等矩阵（AOA 观测值的数加上射程观测值的数）。

5.6.1 几何条件对 AOA/射程定位的影响

DOP 可再次被用于量化几何条件。DOP (HDOP, EDOP, NDOP) 能通过 $[A^T C_1^{-1} A]^{-1}$ 得到，这里 A 和 C_1 由上述直接定义。

5.6.2 AOA/射程观测值的加权

单个的 AOA 和射程观测值可通过观测值协方差矩阵 C_1 被加权。那些被认为更可靠的 AOA 和/或射程观测值被分配更小的方差，或

相反地，更大的加权。

5.6.3 AOA/射程定位中的大错检测

AOA 和射程观测值都可能存在大错。观测值残差和闭合差的统计测试可被用于检测包含大错的观测值。

5.7 行进方向和速度之估计值

在动态定位系统中，必须在不同的信号出现时间估计移动的 CT 的 3 维或 2 维位置。另外，可以估计到达每个 MS 的信号的多普勒频移，如先前所述。在式 (35) 中已给出把到达 MS 的信号频率（包括多普勒频移）与 CT 的速度、DOT 和频率偏移联系起来的公式。

因此，关于速度和 DOT 的估计模型为：

$$f_{i,k} - v/\lambda \cos(\varphi - \Lambda_{i,k}) + \Delta f - \Delta f_0 = 0 \quad (53)$$

这里， Δf 即频率偏移，假定它对于所有的 MS 是相等的。假定在任何特定的信号出现时间，CT 的位置 (x, y) 是通过上述方法之一进行估计，对每个 MS，可计算出式 (53) 中的角 $\Lambda_{i,k}$ 。那么，在式 (53) 中，已知量是 $f_{i,k}$ ， λ 和 $\Lambda_{i,k}$ （其中， $f_{i,k}$ 是测量得到的或是观测得到的）， v 、 φ 、 Δf 和 Δf_0 是未知的。需要 3 个 MS，与使用 TOA 或 TDOA 定位来估计 2 维 CT 位置需要的 MS 的数目相同。

5.7.1 几何条件对行进速度和方向的影响

几何条件同样影响速度和 DOT 的估计。比如说，当 CT 正在一条垂直于连接它与一个 MS 之连线的线上行进时，这种影响在直观上是很明显的，根据在那个 MS 上观测到的数据，没有关于 CT 的速度的信息是可用的。

对于模型 (53) 的设计矩阵为：

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{\cos(\varphi - \Lambda_{1,k})}{\lambda} & \frac{v}{\lambda} \sin(\varphi - \Lambda_{1,k}) & -1 \\ -\frac{\cos(\varphi - \Lambda_{2,m})}{\lambda} & \frac{v}{\lambda} \sin(\varphi - \Lambda_{2,m}) & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{\cos(\varphi - \Lambda_{N,l})}{\lambda} & \frac{v}{\lambda} \sin(\varphi - \Lambda_{N,l}) & -1 \end{bmatrix}$$

(54)

DOP 又能从矩阵 $[A^T C_1^{-1} A]^{-1}$ 中得到。在这种情况下，DOP 将是速度 DOP、行进方向 DOP、以及频率偏移 DOP。 C_1 是未定标、未加权的 N 维恒等矩阵。

CT 信号的激发与获取：

根据以下发射类型中的一种或多种类型的一个或多个 MS 的观测值，可以定位 CDMA-CT，这些发射类型指：CT 接入信道发射、CT 反向业务信道发射、BS 前向业务信道发射、以及 CT 消息内容（在接入或反向业务信道上）。

因此，CT 位置的估计要求 CT 处于前向和/或反向链路传输之中。MS 可继续监测和等待这样的呼叫活动，或者采取额外的步骤，以便激发呼叫活动，如以下的部分所述。

对指定 CT 的定位：

在上下文里，指定的 CT 是指主机在定位过程开始前就知道其电话号码的 CT。这一情况可能发生在一些应用中，例如：车队管理；绑架/人员跟踪；安全/无线电话求救；宠物跟踪；以及被盗车辆/CT。有两个全面的方法用于定位指定的 CT：利用接入信道测量值；和/或利用反向业务信道测量值。

以下的过程 I A 和 I B 是用于利用接入信道测量值来定位已知的

CT。过程 IIA 和 IIB 是用于利用反向业务信道测量值来定位已知的 CT。

过程 I A：用带存储信息的接入信道定位已知的 CT

1. 主机触发一个呼叫给指定的 CT。
2. 主机命令多个 MS 将接收到的反向链接信号存储到随机存取存储器中的环形缓存区中。MS 也可以自动地这样做，通过独立于主机连续地用最近收集的数据替代过期的数据。
3. 主机命令多个 MS 处理它们所存储的接收信号，搜索来自指定 CT 的接入信道传输。
4. 一个或多个 MS 成功地检测到来自指定 CT 的接入信道传输，并将以下内容通知主机：它们的成功检测；所接收到的接入信道传输的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA 的估计值；以及消息内容和编码。
5. 主机通知一个或多个 MS 所接收的接入信道传输的估计 TOA、FOA、SOA 和/或 POA，以及指定 CT 的接入信道传输的消息内容和编码。
6. 在前一步被通知的所有 MS 再试图检测 CT 传输信号，然后通知主机是否成功。成功的 MS 将通知主机接收到的接入信道传输的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA。
7. 主机用成功的 MS 报告的信息估计指定 CT 的位置。

必要时，过程 I A 的任何步骤都可以重复进行，以取得或改进指定 CT 定位信息的估计值，即 TOA、FOA、SOA 和/或 POA 的估计值。

在过程 I A 中可采用以下步骤，以辅助主机决定那一个 MS 有可能检测到指定 CT 的接入信道传输：

- 3a. 主机命令 MS 监测给指定 CT 的一个特殊（正向链接）寻呼消息，如一个信道分配消息。（这个消息一般可仅通过一个正与指定 CT 通信的 BS 来发送）。

3b. 所有成功检测给指定 CT 的正向链接寻呼消息的 MS 通知主机：它们成功检测到上述消息和消息内容。

过程 II A：利用带存储信息的反向业务信道定位已知的 CT

1. 主机触发一个呼叫给指定的 CT。
2. 主机命令多个 MS 将接收到的反向链接信号存储到随机存取存储器中的环形缓存区中。MS 也可以自动地这样做，通过采用独立于主机的连续方式，用最近收集的数据替代过期的数据。
3. 主机命令多个 MS 处理它们所存储的接收信号，搜索来自指定 CT 的接入信道传输。
4. 一个或多个 MS 成功地检测到来自指定 CT 的接入信道传输，然后向主机通知它们的成功检测、消息内容和编码。
5. 主机命令一个或多个 MS 处理它们所存储的接收信号，搜索来自指定 CT 的反向业务前同步信号。
6. 在前一步接到命令的所有 MS 试图检测反向业务前同步信号，如果成功，则向主机通知所接收到的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA。
7. 所有进行成功检测的 MS 检测前一步中的反向业务前同步信号：
 - 解调来自指定 CT 并跟随前同步信号的反向业务帧；及
 - 向主机通知所接收到的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA，以及消息内容和前同步信号、连续帧的编码。
8. 主机向一个或多个 MS 通知所接收的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA，以及消息内容和反向业务前同步信号、及随后的指定 CT 的反向业务帧的编码。
9. 所有前一步接到通知的 MS 再试图检测 CT 的发射信号，然后通知主机是否成功。成功的 MS 向主机通知所接收的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA。

10. 主机利用成功的 MS 报告的信息估计指定 CT 的位置。

对由 BS 发射到 CT 的信道分配消息进行解码的 MS 可以有助于过程 II A, 以便获得控制反向业务帧之定时的帧偏移。

可以将过程 I A 和 II A 组合起来, 以便利用接入和反向业务信道尝试定位指定的 CT。

过程 I B: 用接入信道实时定位已知的 CT

1. 主机触发一个呼叫给指定的 CT。

2. 同时, 主机命令多个 MS 实时处理接收的反向链接信号, 搜索来自指定 CT 的接入信道传输。

3. 一个或多个 MS 成功地检测到来自指定 CT 的接入信道传输, 并向主机通知它们的成功检测; 接收到的接入信道传输的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA; 以及消息内容和编码。

4. 主机利用成功的 MS 报告的信息估计指定 CT 的位置。

必要时, 过程 I B 可以重复进行, 以便取得或改进指定 CT 的定位信息的估计值, 即改进接收到的接入信道传输的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA 的估计值。

在过程 I B 中可采用以下的步骤, 以辅助主机决定哪些 MS 有可能检测到指定 CT 的接入信道传输:

3a. 主机命令多个 MS 处理正向链接, 搜索给指定 CT 的特定寻呼消息, 如一个信道分配消息。这个消息一般仅由正与指定 CT 通信的 BS 来发送。

3b. 所有检测给指定 CT 的正向链接寻呼消息的 MS 向主机通知它们对所述消息的成功检测及消息内容。

过程 II B: 用反向业务信道实时定位已知的 CT

1. 主机触发一个呼叫给指定的 CT。

2. 主机命令多个 MS 实时处理接收的反向链接信号，搜索来自指定 CT 的接入信道发射。
3. 一个或多个 MS 成功地检测到来自指定 CT 的接入信道发射，并试着检测反向业务前同步信号；并向主机通知接收到的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA。
4. 主机利用成功的 MS 报告的信息估计指定 CT 的位置。

通过对由 BS 向该 CT 发射的信道分配消息进行解码的 MS，有助于过程 II B，以便获得控制反向业务帧之定时的帧偏移。

可以组合过程 I B 和 II B，以便使用接入和反向业务信道试着去定位指定的 CT。

定位正在呼叫的 CT

在这一部分，描述用于估计正在呼叫的 CT 之位置的过程。在该过程开始之前，主机可能并不知道该 CT 的身份。假设触发对定位 CT 需求的标准是下面的一个：

- 该 CT 已发出一个呼叫（在射频计划和业务监测应用中是有用的）；
- 在该 CT 的呼叫方中的拨号号码匹配一个要求的呼叫号码（在紧急/911 呼叫和电子黄页里是有用的）；
- 引发呼叫的 CT 的电子序列号（ESN）匹配一个要求的电子序列号（用于预防犯罪和安全方面）；或
- 引发呼叫的 CT 的移动识别号（MIN）匹配一个要求的移动识别号（用于检测欺骗性的呼叫）。

这一部分所述的过程和前一部分所述的那些定位已知 CT 的过程之间的主要差别是在这一部分中我们假设该 CT 引发了呼叫。

过程 III A 和 III B 被用于采用接入信道测量方法定位正在呼叫的 CT。**过程 IV A 和 IV B** 用反向业务信道测量法定位正在呼叫的 CT。

过程III A: 用带储存信息的接入信道定位正在呼叫的 CT

1. 多个 MS 连续不断地将接收到的反向链接信号存储到随机存取存储器中的环形缓存区, 然后处理这个存储的信号, 搜索接入信道传输。

2. CT 通过在接入信道上传送一个源消息来进行呼叫。

3. 一个或多个 MS 成功地检测到来自指定 CT 的接入信道传输, 并通知主机:

- 它们检测成功;
- 接收的接入信道传输的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA 的估计值;
- 消息内容和编码。

4. 主机从消息内容 (鉴别 CT 和呼叫号码) 判断是否通过执行这一过程的剩余部分而继续定位 CT, 或放弃该过程。

5. 如果主机已经决定继续, 主机向一个或多个 MS 通知接收的接入信道传输的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA 的估计值, 以及 CT 的接入信道传输的消息内容和编码。

6. 所有在前一步被通知的 MS 试图再检测 CT 传输, 并通知主机是否成功。成功的 MS 向主机通知接收到的接入信道传输的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA。

7. 主机利用成功的 MS 报告的信息估计指定 CT 的位置。

这个过程同样可以用于定位多个 CT, 而这些 CT 发射任何接入信道消息, 包括注册消息。在这种情况下, 在消息里拨号号码是没有用的。

过程IV A: 用带储存信息的反向业务信道定位正在呼叫的 CT

1. 多个 MS 连续不断地将接收到的反向链接信号存储到随机存取存储器中的环形缓存区, 然后搜索这个存储信号, 找出接入信道传输。

2. CT 通过在接入信道上发送一个源消息来进行呼叫。
 3. 一个或多个 MS 成功地检测到来自指定 CT 的接入信道传输，并通知主机：
 - 它们成功的检测；
 - 接收到的接入信道传输的估计的 TOA、FOA、SOA 和 POA；
 - 消息内容和编码。
 4. 主机从消息内容（鉴别 CT 和呼叫号码）判断是否通过执行这一过程的剩余部分来继续定位 CT，或放弃该过程。
 5. 如果主机已经决定继续，主机命令一个或多个 MS 搜索由 CT 发送的反向业务前同步信号，以及向这些 MS 提供一个搜索的时间范围，一个估计的频率偏移，以及反向业务前同步信号的编码。
 6. 所有在前一步骤中接到命令的 MS 试着检测反向业务前同步信号，如果成功的话，MS 将向主机通知接收到的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA。
 7. 所有那些在前一步中成功检测反向业务前同步信号的 MS：
 - 解调来自指定 CT 并跟随该前同步信号的所接收反向业务帧；及
 - 向主机通知所接收的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA，以及消息内容和前同步信号、连续帧的编码。
 8. 主机向一个或多个 MS 通知所接收的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA，以及消息内容和反向业务前同步信号的编码，及指定 CT 之随后的反向业务帧。
 9. 所有在前一步中被通知的 MS 试图再检测 CT 传输，然后通知主机或失败。成功的 MS 向主机通知接收的反向业务前同步信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA。
 10. 主机利用成功的 MS 报告的信息估计指定 CT 的位置。
- 通过加入下面的步骤可以改进这一过程，以监测正向链接传输：

3a. MS 检测到访问特定 CT 的寻呼信道消息，并向主机通知该消息定时和内容。

3b. 主机从寻呼消息内容中提取在预测或检测随后的 CT 传输中有用的信息，例如 CT 的电子序列号和分配的帧偏移。

可以组合过程 IIIA 和 IVA，以便试图利用接入和反向业务信道来试图定位指定的 CT。

过程 IIIB：利用接入信道实时定位正在呼叫的 CT

1. 多个 MS 连续不断地处理接收的反向链接信号，搜索接入信道传输。

2. CT 通过在接入信道上发送源消息来进行呼叫。

3. 一个或多个 MS 成功地检测到来自指定 CT 的接入信道传输，并通知主机：

- 它们成功的检测；
- 接收到的接入信道传输的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA；
- 消息内容和编码。

4. 主机从消息内容（鉴别 CT 和呼叫号码）判断是否通过执行这个过程的剩余过程来继续定位 CT，或放弃。

5. 如果主机已经决定继续，主机利用所接收的接入信道传输的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA、以及该 CT 的接入信道传输的消息内容和编码来估计该指定 CT 的位置。

这个过程同样可以用于定位多个 CT，而这些 CT 发送任何接入信道消息，包括注册消息。在这种情况下，拨号号码在消息里是没有用的。

过程 IVB：利用反向业务信道实时定位正在呼叫的 CT

1. 多个 MS 连续不断地处理所接收的反向链接信号，搜索接入信

道传输。

2. CT 通过在接入信道上发送源消息来进行呼叫。

3. 一个或多个 MS 检测到来自指定 CT 的接入信道传输信号，并通知主机：

- 它们成功的检测；
- 所接收的接入信道传输的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA；
- 消息内容和编码。

4. 主机根据消息内容（鉴别 CT 和呼叫号码）判断是否通过执行这一过程的剩余过程继续定位该 CT，或放弃。

5. 如果主机已经决定继续，主机命令一个或多个 MS 处理由该指定 CT 发送的反向业务信号，以及向这些 MS 提供一个搜索的时间范围，一个估计的频率偏移，以及该反向业务信号的编码。

6. 所有在前一步中接到命令的 MS 处理反向业务信号，并向主机通知所接收的反向业务信号的估计的 TOA、FOA、SOA 和/或 POA。

7. 该主机利用 MS 报告的信息估计该指定 CT 的位置。

这个过程可以通过加入下面的步骤得以改进，以监测正向链接传输：

3c. MS 检测到访问特定 CT 的寻呼信道消息，并向主机通知该消息定时和内容。

3d. 该主机从该寻呼消息内容中提取在预测或检测随后的 CT 传输中有用的信息，例如 CT 的电子序列号和分配的帧偏移。

可以组合**过程IIIB**和**IVB**，以便利用接入和反向业务信道来试图定位指定的 CT。

为了减少或避免：增益不平衡、相位不平衡、载波馈通、和 DC（直流）偏移，以及能在一个固定的频带上对所有标准（模拟或数字的）都采用相同的射频前端；以及利用数字信号处理器（DSP）中的数字滤波器排除带外干扰（例如，寻呼，集群无线电等），最好是

把线性 IF（中频）采样接收机用于反向和前向信道。在第 i 个 MS 的 IF 采样接收机被设计为具有高抑制、低群延迟变化和良好的灵敏度。

设计 I:

1, 利用一个射频带通滤波器（BPF）（802），后跟一个灵敏度好的射频放大器，实现在射频的初始抑制。所述放大器的输出通过另一个射频带通滤波器（804）。

2, 混频器（805）将射频信号降频到所希望的中频（IF）频率。该混频器是由来自射频合成器（812）的 LO（本振）信号驱动的，而合成器又是由基准频率（811）驱动。该基准频率最好是从稳定的信号源获得，例如 GPS 接收机。

3, 混频器（805）输出的中频信号首先被第一中频放大器（806）放大，之后经过带通滤波（807）滤波，再被第二中频放大器（808）放大。

4, 该中频信号被采样并由 A/D 转换器（809）转换成数字信号，之后被存储起来和/或由数字信号处理器（810）作进一步的处理。

5, 实现具体的 CDMA 频率通道的选择，是通过对射频合成器（812）编程，和/或调整基准频率（811）的频率，以获得一个 LO（本振）频率以将所希望的 CDMA 信道频率降频到所需的中频频率。该 LO 频率就是 CDMA 信道频率和该中频频率的差。射频带通滤波器（802, 803）被设计为具有一个通带，该通带包含所设计的硬件支持的所有 CDMA 频率通道。中频带通滤波器（806）被设计具有的通带宽度包含大多数或者所有的 CDMA 信道带宽。中频带通滤波器将滤掉所需 CDMA 频率通道之外的信号。

在 A/D 转换器（809）之输出端的 CDMA 信号可能不在基带上，但是基带 CDMA 信号是由随后的数字运算还原的。

在该优选的实施例中，该中频频率值为 $(2K+4) F_{\text{chip}}$ ，其中 K 是正整数， F_{chip} 是 $1.2288 \times 10^6 \text{Hz}$ 的 IS-95 CDMA 码片速率 (chip rate)。A/D 转换器以 $8F_{\text{chip}}$ (即，9.8304MHz) 的速率对中频信号进行采样。设 $x(n)$ 表示 A/D 转换器的第 n 个输出。采用 $4 F_{\text{chip}}$ 的采样速率，由以下序列给出该 CDMA 基带信号的同相部分，或“实”部：

$$\text{Re}\{\hat{r}_{i,k}(n)\} = (-1)^n \times (2n)$$

由以下步骤获得该 CDMA 基带信号的正交相位部分，或“虚”部分：

1，设 $x_1(n)=x(2n-1)$

2，将 $x_1(n)$ 部分延迟半个采样，形成 $x_2(n)$ 序列。(详见 *Timo I. Laakso, Vesa Valimaki, Matti Karjalainen, Unto K. Laine, " Splitting the Unit Delay ", IEEE 信号处理杂志, 13 卷, 1 号, 30-60 页, 1996 年1月*)。基于 IS-95 CDMA 正向和反向链接信号的带宽，部分延迟滤波器所需通带近似为 $3 \pi /5$ 弧度。

3，然后由以下序列给出 CDMA 基带信号的“虚”部分的正交相位部分：

$$\text{Im}\{\hat{r}_{i,k}(n)\} = (-1)^{n+1} \times x_2(n)$$

CT 位置的估计

AOA 的估计

利用两个或多个天线的 SOA 和/或 POA，可以对 AOA 进行估计，如上所述。根据 CT 位置，ML-AOA 估计可以利用训练，而 CT 位置是由 TDOA 和伴随的 POA、SOA 测量值估计的。

AOA 估计值是射线（从一起点在一个方向上无限延伸的线）的角度方位的估计值，该射线发自 MS 并经过该 CT 的位置（图 3）。两个这样的 AOA 估计值的交叉点形成一个该 CT 之位置的估计值。

另一种方式是，一根这样的线与 CT 所在的轨迹线的交叉点形

成了该 CT 之位置的估计值。导向位置估计值的轨迹线的组合包括：按 TDOA 的双曲线分支和按 AOA 的线；按 RTD 范围的圆和按 AOA 的线；按 FGRE 的圆和按 AOA 的线。每一个 AOA 估计值中的置信度可用于加重 AOA 估计值对定位估计的贡献。

用 FGRE 估计射程

路径损耗和 BS-CT 射程之间的关系可以用来估计 CT 的位置。当正向增益低于某一阈值时，可用一个固定值来估计 CT 的射程，它相当接近该 BS。对于该阈值的优选值是最大正向增益的 5%，相应射程的优选值是该蜂窝半径的 5%。

一般将 FGRE 射程估计和 AOA 估计结合在一起，以产生 CT 位置的估计。

通过 TOA/TDOA 对 CT 位置的估计

如果 CT 发射信号的 TOA 已被三个或更多的 MS 测量，就可以根据这些测量数据对 CT 的位置进行估计。如果得到两个这样的 TOA 测量值，则可以确定 CT 所在的双曲线的一个分支。然后，和 AOA 估计结合起来，便可得到对 CT 位置的估计值。

根据射程对 CT 位置的估计

CT 和 BS 之间的射程估计定义了一个以该 BS 为圆心的圆，其半径等于这个估计的射程，CT 位于这个圆周上。相对于第二 BS 的射程估计定义一个第二圆，这个圆通常与第一圆交于两点，这些交点的每一个是对该 CT 之位置的可能解。如果没有其它可用的信息（如附加射程或/和 AOA 估计值），这两个解的中点就可被用作该 CT 的估计位置。

从传输消息估计 CT 位置

在某些条件下，CT 将发射对确定该 CT 位置有用的消息。特别是，在 IS-95A 和 J-STD-008 中定义的导频强度测量消息是由 CT 发射的，并包含了导频信号强度或质量的测量值，以及对该 CT 测量

的导频信号的 TOA。IS-95B 便于关于导频信号 TOA 的相同消息也被包含在接入信道消息中。导频 TOA 信息可被用于由 TOA/TDOA 估计 CT 的位置。

用冗余测量值估计移动位置

如果得到更多的信息，并多于得到 CT 位置的估计值所需的最少信息量，那么存在可用的冗余信息。由于测量误差，由可用信息的非冗余子集而得到的 CT 位置解一般将有区别。如本专利申请中所述，加权最小平方法可以有效地处理冗余测量。

处理跨过不同类型测量值的冗余的一种可选方法是给每一测量值分配一个加权或置信因子。这个置信因子是对每一测量值之精确度的估计，一般可从 SOA 和该测量类型中得到。例如，在两个 TOA 中，具有更高 SOA 的那一个将被分配一个更高的置信因子。由于 FGRE 的低可靠性，FGRE 射程估计与大部分或所有的其它方法相比，将被分配一个更低置信的估计。具有最低置信因子的测量值将被去掉，直到剩下的测量值形成用于估计 CT 位置的非冗余集。或者，去掉那些具有最低置信因子的测试值，直到可以一起处理剩下的测量值，用其置信因子恰当加权每一测量值，以估计 CT 位置。

TOA 校准

一个无线定位系统必须在运行前（有时在运行期间）校准，以去掉总的群延迟 Δt_{k} 对每个 MS 的影响。而且，温度和老化可以引起总的群延迟随时间改变。因此，定期校准该系统是很有必要的。校准无线定位系统的一种方法如下：

过程 V:

1. 呼叫该主机已知其位置的 CT；
2. 利用 MS 并通过一个 BS 在相应的寻呼信道上监测该 CT 的寻呼；
3. 通过同一个 MS 在相应的接入信道上监测对该寻呼的电

话响应;

4. 在观测时间 $T_{i,k}$ 中, 通知多个 MS 在指定接入信道上监测的该 CT 的信号 $r_{i,k}(t)$;
5. 挂断该次呼叫;
6. 通过比较该 CT 的估计位置和该 CT 的已知位置, 估计各 MS 之间的相对群延迟。该 CT 的估计位置基于该 CT 信号的已测 TDOA。

过程 V 可被反复多次, 以得到在时间上的相对群延迟的平均值。

主机软件

已知多个定位算法和多个用于大错检测的方法, 本发明利用了在图 9a、9b、9c 和 9d 中所示的对 TOA/TDOA 定位的定位策略。图 9 给出了调整被观测的 TOA 以使其残差的平方总和最小的优选实施例。其他调整被观测的 TOA 以使其残差平方总和最小的可用方法有: 通用最小方差无偏估计、最佳线性无偏估计、最大似然估计、矩量法、通用贝叶斯估计、线性贝叶斯估计、卡尔曼滤波等。

TOA/TDOA 定位处理过程从来自至少 3 个 MS 的一组 TOA 观测结果开始。如果只有 3 个 TOA 可用 (901), 测定解分叉 (902)。如果发生解分叉, LOCA 算法 (903) 用来处理产生两个解的 TOA 观测结果。这两个解分别用作最小平方 (904 和 905) 的初始位置, 以得到关于 CT 的两个最小平方解。这里以及图 9 其它部分用的最小平方算法是混合 TDOA 定位, 利用被用于加权各 MS 观测值的已接收的信号强度。在最小平方算法的每次迭代过程中, 计算对于每个 MS 的闭和差。如果任一闭和差超过了整个闭和差集的 RMS 值的若干倍数, 相应的 MS 及其 TOA 就不再用于最小平方算法的特殊执行过程中。

如果两个最小平方解 (904 和 905) 收敛 (906) 但不相等 (907), 就假定最小平方已经收敛到两个可能的解, 并把两个最小平方解报

告为 CT 的可能位置 (908)。如果这两个最小平方 (LS) 解发散 (906) 或者收敛解相等 (907)，就把从 (903) 得到的两个 LOCA 解作为 CT 的可能位置 (909)。

如果在 (902) 中没有发现分叉，LOCA 被再次执行 (910)，但只产生一个解。这个解被用作最小平方算法中的初始位置 (911)。

当存在冗余时 (901)，执行平面交叉法 (或任何其它闭合式位置估计算法)。所得到的解被用作最小平方方法的初始位置 (913)。在这点上，要进行校验以检查最小平方方法 (913 或 911) 是否收敛 (914)。如果最小平方方法收敛，要进行另一次对观测冗余的校验 (915)。如果没有冗余，最小平方方法的解就作为 CT 的估计位置 (923)。如果有冗余，对标准残差进行关于标准状态的统计测试 (916)。如果所有残差通过测试，报告最小平方解。如果有任一残差失败，检查失败观测值的冗余数 (917)。第 i 个观测值的冗余数被定义为：

$$g_i = (c_i c_i^{-1})_{ii} \quad (55)$$

这里 C_i 是残差的协方差矩阵，定义为

$$C_i = C_1 - A[A^T C_1^{-1} A]^{-1} A^T \quad (56)$$

如果所有的失败观测值拥有的冗余数小于某些阈值 (在本发明的优选实施例中，这个阈值是 0.5)，最小平方方法解被报告为该 CT 的位置估计值 (923)。

如果具有失败残差的观测值的冗余数大于该阈值 (917)，从观测值集中永久除去那些具有的冗余数大于该阈值和具有最大标准残差的观测值。记录先前执行的最小平方方法所使用的初始位置 (929)，该位置在最小平方方法中被再次使用，并利用截短的观测数据集 (930 或 931)。

如果现在最小平方发散 (932)，先前得到的收敛的最小平方解被报告为 CT 的位置估计值 (936)。如果最小平方确实收敛 (932) 且没有冗余 (933)，报告重新收敛的最小平方解 (936)。如果有冗

余 (933), 对标准残差进行关于标准状态的测试 (934)。如果所有残差通过, 报告最新收敛的最小平方差 (936)。否则, 如果所有的失败观测值拥有的冗余数少于某一阈值 (在本发明的优选实施例中, 这个阈值是 0.5), 报告最新收敛的最小平方差。

如果含失败残差的观测值具有大于该阈值的冗余数 (935), 从观测值集中永久去掉那个具有大于该阈值的冗余数和有最大标准残差的观测值 (928)。然后, 该过程按刚才在以上所述继续进行。

如果在 (914) 中, 最小平方发散, 再次执行最小平方方法, 但采用所有参加的 MS 之坐标的平均值 (918), 这些坐标被用作初始位置。如果最小平方现在收敛 (919), 但没有观测值冗余 (920), 这个最新收敛的最小平方差被报告为 CT 的估计位置 (923)。如果有冗余 (920), 对标准残差进行关于标准的测试。如果所有残差通过, 报告最新收敛的最小平方差 (923)。如果有些残差失败, 而没有一个相应的观测值具有大于某个阈值的冗余数 (922), 报告最新收敛的最小平方差 (923)。

如果含失败残差的观测值具有的冗余数大于阈值 (922), 这个具有大于阈值之冗余数和具有最大标准化残差的观测值被从观测值集中永久去掉。然后, 从如上所述的 (928) 继续该过程。

当最小平方在 (919) 未收敛并没有冗余 (924) 时, 或者对于这个特定观测数据集报告无解, 或者报告发散前来自最后迭代的解 (927)。如果有冗余, 但是所有的标准化残差通过了标准测试 (925), 对于这个特定观测数据集报告无解, 或者报告发散前来自最后迭代的解 (927)。如果某些残差没通过测试, 有最大标准化残差的观测值被从该数据集中永久去掉, 并且不管它的冗余数是多少。然后在前面描述的 (912) 处开始该过程。图 9A-9D 同样可应用于 AOA 定位、AOA/TDOA 定位以及 AOA/射程定位。

在因特网上传输 CT 的定位信息

已知因特网覆盖全球并且费用低，主机和客户之间的通信可在因特网上完成。例如，当 CT 由于紧急事件呼叫 911 时，可以通过因特网将 CT 的位置信息从主机传输到 PSAP。类似地，当客户要确定一个开机 CT 的位置时，CT 的位置信息就可以通过因特网从主机发送给客户。

通过因特网在全球范围内传输 CT 位置信息的效用，拓展了该无线定位系统的应用，使之超出了对于 MS 已被配置的蜂窝网络的范围。利用最新的因特网技术，如 Java、JavaBeans、及 CORBA（公共对象请求代理体系结构），驻留在主机上的 CT 定位信息能和位于其他地理位置、甚至也许是另一国家内的第三方信息（即：地图数据库、或包含地理编码企业地址的数据库，例如酒店，拖车公司等）相结合。CT 定位信息和第三方信息的结合可在因特网发送出去，使客户能够相对某一地图位置（即街道地址）和/或某一企业位置来对一个特定 CT 进行定位，条件是该 CT 是在该无线定位系统的网络范围内。通过这一过程，通过高效的 Java 因特网技术处理，CT 定位信息和第三方数据库信息可由用户访问或“预备”给用户。服务提供商将结合各种组成部分，包括由无线定位系统得出的 CT 定位信息和第三方信息数据库。不同数据库的结合过程对客户来说是透明的。客户将只知道存在如这样的基于定位的服务，集合各种不同的信息组成部分，在一个区域、一个国家或者也许是在全球提供完整的服务。通过因特网，这些基于定位的服务可以商业的形式提供给客户。这些服务的例子有车队管理、看门人服务、路旁援助、寻找小孩服务等。合法性和安全性方面在因特网上是重要的，有时有必要使用专用链路。

下面描述本发明的一个实施例，结合利用下行链路信号的最大似然估计，其中可利用来自单个发射机并由移动发射机的若干个天

线接收的信号。这一原理也适用于利用上行链路信号的最大似然估计。

在 AOA 估计的情况下，这里所述的最大似然估计之方法利用了信号强度随到达角的变化，如图 20a 和图 20b 中所示，用于示范图 19 的天线 A 和 B。障碍物的影响如图 22 所示，图中发射机 2201 向一个多天线接收机 2202 发射信号。射线 202 是直达路径，而射线 203 和 201 形成从障碍物 2203 反射的非直达路径。在如图 5 所示的多径情况下，检测到的信号可能如图 23 所示，其中 501 是直达路径，502 是反射路径。

本发明的优选实施例的硬件包括一个或多个 IS-95 CDMA 移动电话 1803，工作在 IS-95 CDMA 基站 1801 的网络内，根据本发明的说明修改。每个基站 1801 一般在三个独立的定向天线 1802 上发射三个独立的导频信号，用编码相位加以区分，如图 19 所示，这些信号由接收机 1803 接收。图 20 显示定向天线增益模式，它们是扇形天线的特征，作为图 19 中所示的示例天线 1802。

另外，还有一个 FML-AOA 计算单元，它通过适当的通信链路和 IS-95 基站网络相连。一种示例结构如图 14 所示，采用粗线所示的通信链路。在 FML-AOA 实施例中，主机 1411 实现 FML-AOA 计算单元，该单元可以是根据这个专利文件的说明而编程设计的各种硬件平台中的任一种。在 IS-95 网络中，移动电话定期测量和报告导频信号强度。FML-AOA 计算单元通过其通信链路获取这些报告。

利用 FML-AOA 配置、训练和估计的全过程如图 28 所示。总的来看，该过程包括产生分布和将所有元素置为零（2801）。作为可选的步骤，如下面的详细描述，该分布被初始化（2802）。然后，主机等待，直到报告信号强度测量值（2803）。如果已知信号到达角，例如由在本专利文件中所述的一种精确定位方法确定，然后，到达角度和强度测量值之对被用来训练该分布（2804），系统返回等待模

式 (2803)。如果信号到达角不知道，该系统根据最大似然性方法对到达角进行估计 (2805)，并返回等待模式 (2803)。

在该优选实施例中，为在一个蜂窝站的所有可能的发射机天线对定义一个二维 SDOA-AOA 似然分布。例如，如果一个蜂窝站中有三个扇区 (扇区 A、扇区 B、扇区 G)，每一扇区有一个发射天线，则为以下配对定义该分布：

D_AB 为扇区 A 和扇区 B

D_BG 为扇区 B 和扇区 G

D_AG 为扇区 A 和扇区 G

如果一个蜂窝站中有六个扇区 A、B、G、X、Y 和 Z，并按所列顺序配置，则所定义的分布为：

D_AB 为扇区 A 和扇区 B

D_BG 为扇区 B 和扇区 G

D_GX 为扇区 G 和扇区 X

D_XY 为扇区 X 和扇区 Y

D_YZ 为扇区 Y 和扇区 Z

D_AZ 为扇区 A 和扇区 Z

FML-AOA 的性能取决于扇区方位、扇区宽度、传播环境和信号测量的灵敏度，通过为除相邻对之外的其它扇区对产生分布，可以加强 FML-AOA 的性能。为过多扇区配对的分布定义不应明显降低估计性能。

每一分布都是一个二维数组，具有如图 25 所示的数组 (N_sdoa_bins, N_aoa_bins)。这些元素沿第一数组 (SDOA) 从 0 至 N_SDOA_bins-1、沿第二数组 (AOA) 从 0 至 N_aoa_bins-1 被加有标记。这些分布可被实现为一个全数组或稀疏矩阵结构，其中只有标记 (index) 及非零值被存储。所有分布的所有元素初始被设为零。

值得注意的是，只要 SDOA 被计算为对两个特定扇区的 SOA 之差时，一个扇区必须总是提供被减数，另一个扇区必须总是提供减数。由于 SDOA 的符号影响着估计，减数和被减数之角色在训练和估计之间不得交换。保持这一顺序的优选方法是，给一个蜂窝站中的每一个扇区分配一个独特的数字，并保证具有低数字的扇区总是被减数，具有较高数字的扇区总是减数。SDOA_low_bin 应该被分配作为经被减数天线的非检测之结果，而 SDOA_high_bin 应该被分配作为经减数天线的非检测之结果。注意，如果在一对天线上检测不成功，那么对该天线对的分布不被包括在训练或估计中。注意，在表达式 $A-B=C$ 中，A 是被减数，B 是减数，C 是差值。

每一分布中的每一个元素都有一相关联的 SDOA 和 AOA 箱区值，和相关联的 SDOA 和 AOA 范围，该范围包含箱区值的某一邻域内的 SDOA、AOA 值，如图 26 所示。该元素的值用作相关范围的似然度。与一个元素相关的范围被定义为比所有其它元素的 (SDOA, AOA) 值更接近相关的 (SDOA, AOA) 值的所有 (SDOA, AOA) 点。

优选的距离大小是 $|SDOA-SDOA(i)| + |AOA-AOA(i)|$ ，其中 $|x|$ 表示 x 的绝对值。可以采用很多其它有用的距离之定义。可以采用其它的实现方式，利用不同大小的范围，可能有重叠，并适于观测数据的性质。

在该优选实施例中，相关的 SDOA 值被线性配置在 low_sdoa_bin 与 high_sdoa_bin 之间，AOA 值被线性配置在 0 度和 360 度之间。

定义 SDOA-AOA 分布的优选值为：

$$\begin{aligned} N_SDOA_bins &= 41, \\ low_SDOA_BIN &= -20d\ B, \\ high_SDOA_bin &= +20d\ B, \end{aligned}$$

$$N_AOA_bins=361.$$

这样，对 SDOA-AOA 分布 $D(i, j)$ 的相关 SDOA 箱区值为：

$$i \cdot \frac{high_sdoa_bin - low_sdoa_bin}{N_sdoa_bins - 1} + low_sdoa_bin$$

对 $D_{AB}(i, j)$ 的相关 AOA 箱区值为：

$$j \cdot \frac{360^\circ - 0^\circ}{N_aoa_bins - 1} + 0^\circ = j \cdot \frac{360^\circ}{N_aoa_bins - 1}$$

在该优选实施例中，如果下述四个条件都成立，一个包含到达强度差 SDOA 和到达角 AOA 的观测值 (SDOA, AOA) 是在与 $D(i, j)$ 相关的范围内，期望如伴随的例外中所述。

条件 1：

$$SDOA \geq SDOA_low_bin + (i - \frac{1}{2}) \cdot \frac{sdoa_high_bin - sdoa_low_bin}{N_sdoa_bins - 1}$$

例外 1：如果 $i=0$ ，则排除条件 1。

条件 2：

$$SDOA < SDOA_low_bin + (i + \frac{1}{2}) \cdot \frac{sdoa_high_bin - sdoa_low_bin}{N_sdoa_bins - 1}$$

例外 2：如果 $i=N_sdoa_bins-1$ ，则排除条件 2。

条件 3：
$$AOA \geq 0^\circ + (j - \frac{1}{2}) \cdot \frac{(360^\circ - 0^\circ)}{N_aoa_bins - 1}$$

例外 3：如果 $j=0$ ，则排除条件 3。

条件 4：
$$AOA < 0^\circ + (j + \frac{1}{2}) \cdot \frac{(360^\circ - 0^\circ)}{N_aoa_bins - 1}$$

例外 4：如果 $j=N_aoa_bins-1$ ，则排除条件 4。

当给定到达强度差 SDOA 和到达角 AOA 观察值时，相关分布元素 $D_{AB}(I, j)$ 的标记可以由过程 A1 来确定。

过程 A1： 对于观测的 (SDOA, AOA) 的分布标记 (i, j) 的计算

步骤 1，设 i =整数 $0, 1, 2, \dots, (N_sdoa_bins-1)$ ，它最接近于

$$(SDOA - SDOA_low_bin) \cdot \frac{N_sdoa_bins - 1}{SDOA_high_bin - SDOA_low_bin}$$

步骤 1, 设 $j = \text{整数 } 0, 1, 2, \dots, (N_aoa_bins - 1)$, 它最接近于 $\frac{(AOA)(N_aoa_bins - 1)}{360^\circ}$

过程 A2: 总 ML_AOA 训练和估计

步骤 1: 为 N_SDOA_bins 、 low_SDOA_bin 、 $high_SDOA_bin$ 、 N_AOA_bins 选值。优选值分别为: 41, -20, 20, 361。

步骤 2: 设 N_sites 为该区域或网络中的蜂窝站的数目, 在该区域或网络上实现 FML_AOA。

步骤 3: 设 $Site(i)$ 表示该区域或网络中的第 i 个蜂窝站, 在该区域或网络上实现 FML_AOA。

步骤 4: 对于 $i = 1, 2, \dots, N_sites$, 执行步骤 5 和步骤 6。

步骤 5: 对于 $Site(i)$, 选择将具有 SDOA-AOA 分布的发射机对。该优选实施例选择所有相邻的扇区对。

步骤 6: 为所选的发射机对建立 SDOA-AOA 分布。

步骤 7: 可选的是, 初始化一些或所有已被建立的 SDOA-AOA 分布。在该优选实施例中, 对所有的分布进行方位角初始化。(过程 A3)

步骤 8: 每当接收机报告来自一个或多个发射机的信号强度测量值时, 执行步骤 9 和步骤 10。

步骤 9: 试图通过不同于 FML-AOA 的方法确定实际到达角。实现此步骤的优选方法包括基于网络的 TDOA、GPS 和有网络辅助的 GPS。

步骤 10: 如果步骤 9 中确定了到达角, 则用过程 A4 训练 SDOA-AOA 分布, 否则, 利用过程 A7 估计来自一个或多个蜂窝站的 AOA。返回步骤 8。

接收机应该努力检测并测量尽量多的信号, 以获得尽可能多的

训练和估计信息。这些检测和测量企图可以是完全自主的和/或按一个中心网络控制单元的指令实现。所述网络控制单元可以分配具体的搜索参数，如要检索的频率或编码信道、或编码相位偏移，以便简化或增强接收机的检测和测量企图。

如果通过单独采用 FML-AOA 或采用 FML-AOA 和其他方法的结合，可以获得可靠性很高的位置估计，就可以为一个或多个接收机站计算 AOA，而所述 AOA 和 SOA 测量值一起可以被用于接收机对的 FML-AOA 训练，不直接涉及获得高可靠性的位置估计。

类似地，如果通过单独采用 FML-AOA 或采用 FML-AOA 和其他方法的结合，可以获得可靠性很高的 AOA 估计，就可以为一个或多个接收机站点计算 AOA，而所述高可靠性 AOA 和 SOA 测量值一起可以被用于接收机对的 FML-AOA 训练，不直接涉及获得高可靠性 AOA 估计值。

在建立及清零这些分布之后，一个可选步骤是利用蜂窝站天线的方位角和一些固定参数来初始化这些分布。这样的初始化可以适用于一些或所有蜂窝站的一些或所有分布。在该优选实施例中，该方位角初始化被用于已知或可估计两天线之方位角的所有分布。

在该优选实施例中，方位角初始化将 SDOA-AOA 分布模拟为由峰值 SDOA 之固定估计值确定的两点和两个扇区天线的方位角之间的分段线形关系。这产生两根线段，如图 27 所示。在两线段中，假设较短的线段是在两个天线的前边，并比另一线段接收更大的加权。基于相同原理的其他初始化，如各种曲线和分布加权，对于本领域的普通技术人员将是显而易见的。

过程 A3 提出的算法初始化与扇区 A 天线和扇区 B 天线相关联的分布 D_{AB} 。在该优选实施例中，对每一个分布重复这一初始化。

过程 A3：对扇区 A 和扇区 B 的分布的方向角初始化

步骤 1，设 D_{AB} 表示对扇区 A 和扇区 B 的 SDOA-AOA 分布。

步骤 2, 为峰值 SDOA 选择一个值 S_0 , 优选值为 2dB。

步骤 3, 为前边加权选择一个值 W_F , 优选值为 10。

步骤 4, 为后边加权选择一个值 W_B , 优选值为 2。

步骤 5, 指定 θ_A 为扇区 A 天线的方位角, 指定 θ_B 为扇区 B 天线的方位角。

步骤 6, 计算 i_{low} 和 j_{low} , 以使 $D_{AB}(i_{low}, j_{low})$ 是 D_{AB} 的元素, D_{AB} 范围中包含 SDOA、AOA 对 $-S_0$ 、 θ_B (见过程 A1)。

步骤 7, 计算 i_{high} 和 j_{high} , 以使 $D_{AB}(i_{high}, j_{high})$ 是 D_{AB} 的元素, D_{AB} 的范围中包含 SDOA、AOA 对 $-S_0$ 、 θ_A (见过程 A1)。

步骤 8, 计算 $k = \text{sgn}(j_{low} - j_{high})$, 其中, sgn 是 signum (正负号) 函数。

步骤 9, 如果 $|\theta_A - \theta_B| > 180^\circ$, 则令 $D1 = W_B$, $D2 = W_F$ 。

步骤 10, 如果 $|\theta_A - \theta_B| \leq 180^\circ$, 则令 $D2 = W_B$, $D1 = W_F$ 。

步骤 11, 重复步骤 11 到步骤 14, 使 $i = i_{low}, i_{low}+1, i_{low}+2, \dots, i_{high}$ 。

步骤 12, 令 j 等于最接近 $j_{low} + (i - i_{low}) \frac{j_{high} - j_{low}}{i_{high} - i_{low}}$ 的整数。

步骤 13, 令 $D_{SDOA}(i, j) = D1$ 。

步骤 14, 令 j 等于最接近 $j_{low} + (i - i_{low}) \frac{j_{high} - j_{low} + k(360^\circ)}{i_{high} - i_{low}}$ 的整数, $\text{mod } 360^\circ$ 。

步骤 15, 令 $D_{SDOA}(i, j) = D2$ 。

在该优选实施例中, 当接收机以相对于发射机站的已知方位角试图检测来自与所述分布相关的两个发射机的发射信号时, 训练每一个 SOA-AOA 分布, 并成功检测和测量来自该两个发射机之至少一个的信号到达强度。

有各种众所周知的方法用于检测方位角, 包括卫星定位系统, 如 GPS、网络辅助 GPS、利用在蜂窝站的移动设备发射的信号的到来

达时间的三边测量方法、利用在移动设备的导频信号的到达时间的三边测量方法、及利用 RML-AOA、多普勒效应、伪多普勒效应或相控阵列对来自移动设备的发射信号的 AOA 的测量法。

有各种方法用于检测这些发射信号及测量到达强度，包括如在本专利文件中描述的相关法和组群相干相关法。组群相干相关法是优选的。知道的和能够知道的将影响到达强度之测量的因素应该得到校正，这些因素包括接收机 AGC 和所发射的导频信号强度。 θ 可以由已知的蜂窝站之位置和移动设备的估计位置计算出来，移动设备的估计位置可以采用任何适当的方法获得，包括基于网络的 TDOA、前向导频信号的 TDOA、基于移动设备的 GPS。

过程 A4：对多蜂窝站的 FML-AOA 训练

步骤 1，设 N_{sites} 为在其上实现 FML_AOA 的区域或网络中的蜂窝站的数目。

步骤 2：设 $\text{Site}(i)$ 表示在其上实现 FML_AOA 的区域或网络中的第 i 个蜂窝站。 $1 \leq i \leq N_{\text{sites}}$ 。

步骤 3：对于 $i=1, 2, \dots, N_{\text{sites}}$ ，执行步骤 4、步骤 5 和步骤 6。

步骤 4：设 N_{sectors} 为在 $\text{Site}(i)$ 的扇区数目。

步骤 5：设 $\text{Sector}(j)$ 表示 $\text{Site}(i)$ 的第 j 个扇区， $1 \leq j \leq N_{\text{sectors}}$ 。

步骤 6：对 $j=1, 2, \dots, N_{\text{sectors}}-1$ ，执行步骤 7。

步骤 7：对 $k=j+1, j+2, \dots, N_{\text{sectors}}-1$ ，执行步骤 8。

步骤 8：如果对于一对扇区 $\text{sector}(k)$ 和 $\text{sector}(j)$ ，存在 FML-AOA 分布，执行过程 5，利用已知的 AOA，训练对于 $\text{sector}(i)$ 和 $\text{sector}(j)$ 的分布（如果存在的话），并检测在 $\text{sector}(j)$ 的发射信号（如果存在的话）。

过程 A5：对给定一对扇区的 FML-AOA 分布的训练

步骤 1，设 A 表示对应于该分布的两个扇区中第一个， B 表示第二个。

步骤 2, 设 S_A 表示到达强度, 单位是 dB, 为扇区 A 报告; S_B 表示到达强度, 单位是 dB, 为扇区 B 报告。

步骤 3, 设 AOA 为到达角, 表示为接收机相对于发射机站 (蜂窝站) 的方位角。

步骤 4, 如果来自扇区 A 和 B 的信号都被检测到, 则计算 $SDOA = S_A - S_B$ 。

步骤 5, 如果来自扇区 A 的信号被检测到, 而来自扇区 B 的信号没被检测到, 则设 $SDOA = \text{high_SDOA_bin}$ 。

步骤 6, 如果来自扇区 A 的信号未被检测到, 而来自扇区 B 的信号被检测到, 设 $SDOA = \text{low_SDOA_bin}$ 。

步骤 7, 如果来自扇区 A 和 B 的信号都没被检测到, 忽略步骤 8 和步骤 9。

步骤 8, 计算该分布标记 i_SDOA 和 i_AOA , 以使观测值 SDOA、AOA 是在与分布元素 $D_AB(i_SDOA, i_AOA)$ 相关的域内。这可以通过过程 A1 实现。

步骤 9, 设 $D_AB(i_SDOA, i_AOA) = D_AB(i_SDOA, i_AOA) + 1$ 。

对变化的 AOA 进行多次训练迭代后, D_SDOA 将形成 SDOA 和 AOA 的经验似然分布, 它可用来根据观测到的 SDOA 预测 AOA。

在本发明的另一实施例中, 作为对发射信号之检测 (该发射信号的到达角度是已知的或是可以确定的) 的响应, 与天线对相关的分布是动态建立的。在这种情况下, 过程 A2 的步骤 5 和步骤 6 可以全部或部分地忽略。过程 6 描述了对于包括动态建立分布的训练的优选实施例。这一过程将按要求建立分布, 以充分利用可用的信号信息对到达角进行估计。

过程 A6: 给定一对扇区的 FML-AOA 分布的训练, 并动态建立分布

步骤 1, 设 $N_sectors$ 表示蜂窝站的扇区数目。

步骤 2: 设 $Sector(i)$ 表示蜂窝站的第 i 个扇区, $1 \leq i \leq N_sectors$ 。

步骤 3: 对于 $i=1,2,\cdots,N_sectors-1$, 执行步骤 4。

步骤 4: 对于 $j=1,2,\cdots,N_sectors$, 执行步骤 5 和步骤 6。

步骤 5, 如果发射信号在扇区 i 和扇区 j 都被探测到, 并且该扇区对的分布不存在, 就为该扇区对建立一个分布, 并可以选择利用方位角初始化 (过程 A3) 对它进行初始化。

步骤 6, 如果发射信号在扇区 i 和扇区 j 之中的一个或两个扇区内被探测到, 并且存在该扇区对的分布, 则执行过程 A5, 用已知的 AOA 训练对于扇区 i 和扇区 j 的分布。

过程 A7: 由 FML-AOA 对 AOA 的估计

步骤 1: 设 N_sites 为在其上实现 FML_AOA 的区域或网络中的蜂窝站的数目。

步骤 2: 设 $Site(i)$ 表示在其上实现 FML_AOA 的区域或网络中的第 i 个蜂窝站。 $1 \leq i \leq N_sites$ 。

步骤 3: 对 $i=1,2,\cdots,N_sites$, 执行下面的步骤。

步骤 4: 设 S_p 是 $Site(i)$ 选择的 AOA 似然分布集。将 S_p 初始化为空集。

步骤 5: 设 $N_sectors$ 表示 $Site(i)$ 的扇区数目。

步骤 6: 设 $Sector(j)$ 表示 $Site(i)$ 的第 j 个扇区, $1 \leq j \leq N_sectors$ 。

步骤 7: 对 $j=1,2,\cdots,N_sectors-1$, 执行步骤 8。

步骤 8: 对 $k=j+1,j+2,\cdots,N_sectors$, 执行步骤 9。

步骤 9, 当且仅当对于扇区 j 和扇区 k 的 FML-AOA 分布存在、且来自扇区 j 和/或扇区 k 的信号被探测到时, 执行步骤 10 到步骤 16。

步骤 10, 设 S_A 表示到达强度, 单位是 dB , 为扇区 j 报告; S_B 表示到达强度, 单位是 dB , 为扇区 k 报告。

步骤 11, 如果来自扇区 j 和 k 的信号都被检测到, 则计算 $SDOA=S_A-S_B$ 。

步骤 12, 如果来自扇区 j 的信号被检测到, 而来自扇区 k 的信号

没被检测到，则设 $SDOA=high_SDOA_bin$ 。

步骤 13，如果来自扇区 j 的信号未被检测到，而来自扇区 k 的信号被检测到，则设 $SDOA=low_SDOA_bin$ 。

步骤 14，计算对应于 $SDOA$ 的分布标记 i_SDOA （利用过程 A1 的步骤 1）。

步骤 15，设 $P(n)=D(i_SDOA, n)$ ，对于 $n=1,2,3,\dots,N_AOA_bins$ ，其中 D 是当前所选的 $SDOA$ - AOA 分布。

步骤 16，将 $P(n)$ 加到 S_p （ S_p 是对 Site (i) 的 AOA 似然分布集）。

步骤 17，按任意顺序将 S_p 的成员标记为 $P_1, P_2, P_3, \dots, P_{NP}$ ，其中 NP 是在集 S_p 中的 AOA 分布的数目。

步骤 18，为 P_0 选择一个值。优选值为 2。

步骤 19，对于 $n=0,1,2,\dots,N_AOA_bins-1$ ，计算

$$P_{combined}(n) = \prod_{m=1}^{P_{NP}} (P_m(n) + p_0)$$

$$=(P_1(n)+p_0).(P_2(n)+p_0)\cdots(P_{NP}(n)+p_0)$$

步骤 20，为加权指数 α 选一个值。优选值为 1.5。

步骤 21，计算

$$\hat{x} = \sum_{n=0}^{N_AOA_bins-1} P_{combined}(n)^\alpha \cos\left(\frac{n \cdot 360^\circ}{N_AOA_bins-1}\right)$$

其中余弦函数以度取其自变量。

步骤 22，计算

$$\hat{y} = \sum_{n=0}^{N_AOA_bins-1} P_{combined}(n)^\alpha \sin\left(\frac{n \cdot 360^\circ}{N_AOA_bins-1}\right)$$

其中正弦函数以度取其自变量。

步骤 23，计算 $\hat{\theta}$ ，即从 $(0, 0)$ 到 (\hat{x}, \hat{y}) 的线段和 x 轴顺时针测量的角度。对 Site(i) 的估计的 AOA 就是 $\hat{\theta}$ 。

参数 α 对分布值 $P(n)$ 的加权的改变是根据它们的数量级。 α

=1 的值产生均值或在下列方程中的一阶矩， α 的值越大，将增大 $P(n)$ 之更大值的加权，与较低的值相对。优选值是 $\alpha = 1.5$ 。

参数 P_0 用于减小（被认为是不太可靠的）少量训练数据的影响。参数 P_0 也阻止在一个分布中的空箱区使在其它所选择的分布中相应的箱区值完全无效。

如图 24a、24b 及 24c 中对步骤 19 作出图示，说明关于第一和第二 SDOA，其中关于第一 SDOA（图 24a）的概率分布和关于第二 SDOA 的概率分布相乘，产生组合的 AOA 似然分布。

在过程 A7 的一个可选的优选实施例中，利用对 SDOA-AOA 分布进行平滑，使步骤 15 扩展。平滑法包括对 SDOA-AOA 分布的邻近元素的加权影响求和，以获得关于所观测的 SDOA 的 AOA 分布。这种平滑运算可以理解为二维离散卷积。优选的平滑滤波器定义为：

$$\begin{aligned} h(-2,-2)=1 & \quad h(-2,-1)=2 & \quad h(-2,0)=4 & \quad h(-2,1)=2 & \quad h(-2,2)=1 \\ h(-1,-2)=2 & \quad h(-1,-1)=4 & \quad h(-1,0)=8 & \quad h(-1,1)=4 & \quad h(-1,2)=2 \\ h(0,-2)=4 & \quad h(-1,0)=8 & \quad h(0,0)=16 & \quad h(0,1)=8 & \quad h(0,2)=4 \\ h(1,-2)=2 & \quad h(-1,1)=4 & \quad h(1,0)=8 & \quad h(1,1)=4 & \quad h(1,2)=2 \\ h(2,-2)=1 & \quad h(-1,2)=2 & \quad h(2,0)=4 & \quad h(2,1)=2 & \quad h(2,2)=1 \end{aligned}$$

于是，过程 A7 中的步骤 15 被修订如下：

$$\text{设 } P(N) = \sum_{k=-2}^2 \sum_{m=-2}^2 D(i_SDOA - K, (n - m) \bmod N_AOA_bins) \cdot h(k, m)$$

$n=1,2,3,\dots,N_AOA_bins$ ，其中 D 是当前所选的 SDOA-AOA 分布，在二重求和（double summation）中引用的任何不存在的值被认为是零。

本领域技术人员清楚的是，有很多其他适当的平滑滤波器（典型的是低通滤波器）。调整二重求和的限制，以包含在其上定义平滑滤波器 $h(k, m)$ 的区域。

如前所述，可以实现 FML-AOA，但是采用由到达相位测量值代替的到达强度测量值（单位 dB）。同样地，采用相位和 SOA 测量

值，并组合所有一维分布 $P_1(n)$, $P_2(n)$, $P_3(n)$...如下，可以实现 FML-AOA。

$$P(n) = (P_1(n) + P_0) \cdot (P_2(n) + P_0) \cdot (P_3(n) + P_0) \cdots$$

DOA 箱区 应该在 0 到 360 度范围内。

下面将描述本发明的实施例，其中，反向链接信号被用于对移动发射机定位，着重于采用最大似然估计法来提高位置估计的精确性，以及改善对移动发射机的检测，这些实施例尤其是与 CDMA 系统有关。

图 30 所示为一 MLR 系统示例，该 MLR 系统的主要物理组成部分如下：

发射机 3001

接收机 3002

回程通信网络 3003 和

MLR 主机 3004

该 MLR 系统用于确定或估计发射机的位置。该系统可以连续地或并行地确定多个发射机的位置。

发射机 3001 发射的无线信号带有一些特定的特征，以使得这一信号能被接收、检测和测量。在该优选实施例中，发射机 3001 是如 IS-95 标准定义的移动站，发射信号包括 IS-95 接入探测信号。也可能有很多其它的实施例，例如其他类型的无线通信设备，包括只发射设备 (transmit-only device)。

每一个接收机 3002 包括用于对来自发射机的发射信号进行检测和测量的装置。在该优选实施例中，接收机 3002 由射频天线、带通滤波器、低噪声放大器、下变频器，模数采样器和数字处理器组成。本领域普通技术人员都知道许多适用的接收机基本硬件的实现。

有两种技术特别适用于接收机 3002，由于在本领域中不太为人所知，有必要加以说明：(1) 组群相干组合法和 (2) 次级搜索法。

在本专利文件中说明这两种方法，并可以将其加入到接收机 3002 的数字处理器中，例如作为根据本专利文件中的说明而准备的软件。。这两种技术不论结合使用还是单独使用，对于利用有限的信号处理资源提高信号检测的有效性是有用的。

注意，多组接收机可以被设置在靠近于一起的位置，如在一个蜂窝站的扇区中。在这种情况下，一个扇区对应一个接收机，如果一个扇区有多个天线进行分集接收，则每个天线可对应一个接收机。

接收机试图检测和测量可能接收的发射信号的优选方法是，将实际接收到的信号与期望信号的部分或全部的重建进行相关。期望信号可以是 IS-95 接入信道中的一个报头，也可以是存储在接收机 3002 的拷贝 (replica)。多普勒效应和频率误差都可能引起接收信号中的频率漂移。当相关信号长于可能的频率误差之倒数的约 $1/4$ 时，为了避免严重的衰减，可以对各个频率漂移计算相关性。如在本发明之说明 2.4.3 节中所述，组群相干组合法就是对各个频率漂移的信号进行相关的有效计算方法。这些频率漂移的优选间隔是信号被相关的持续时间的倒数的一半。两个信号在小段中是相关的，这些小相关性的结果与各频率漂移叠加。小段的优选持续时间最大是预期最大频率漂移的倒数的 $1/4$ 。

该过程概要如 13A 图所示，包括下列步骤：

1303 – 对接收的信号进行采样，得到 $\hat{r}_{i,k}(m - \tau/T_s)$

1304 – 再生基带信号 $p(m T_s)$

1305 – 计算子相关性 $c(n, \tau)$

1306 – 运用组群相干组合法，在试算值 τ_i, F_j 上计算相关值 $z_3(\tau, F)$ (利用 2.4.3 节所述的方程)

1307 – 找出 $z(\tau_i, F_j)$ 的最大值，对应的坐标表示为 $(\hat{\tau}, \hat{F})$ 。

次级搜索方法涉及以下部件：

一组接收机，称为初级搜索组，例如图 30 中的接收机 2, 3

一组接收机，称为次级搜索组，例如图 30 中的接收机 4，5

一台发射机，例如发射机 3001

一台主机，用作中央处理及作决定机构，如主机 3004

主机与初级组和次级组中各接收机之间的通信装置（如回程网络 3003）。

初级搜索组中的接收机对于发射信号了解甚少或预先不知，它们检测它们各自收到的信号，以可靠地检测出现的信号，它们错误地判定发射信号已出现的概率很小，整个工作过程见图 31。

在 3001、3002，发射机发射发射信号，被称之为目标发射信号，例如其中可包括在接入信道中的报头。

初级搜索组中的一个或多个接收机检测所述的发射信号。每一个检测该目标发射信号的接收机通过测量发射信号的 TOA、FOA、SOA、POA 并可能解码该发射信号中的消息，从该目标发射信号中提取相关信息。

在初级检索组中，检测到目标发射信号的每一个接收机编发一消息，其中包含从目标发射信号中提取的信息（3103）。这个消息被称为初级搜索响应。编发该初级搜索响应的每一个接收机向主机发送该初级搜索响应。

主机聚集这些初级搜索响应，并决定是否对该发射机的位置进行估计。做出这一决定是基于：目标发射信号中的消息之内容、发射机的身份、估计发射机的位置所要求的资源的可用性、以及利用这些资源的其他机会或要求。

如果主机决定估计发射机的位置，并且主机确定该初级搜索响应已足够用于这一目的，主机就会利用这些初级搜索响应对发射机的位置进行估计，此时，主机从三个不同地方寻找三个好的响应。在实际中，次级搜索通常是必不可少的。

如果主机决定估计发射机的位置，但主机确定这些初级搜索响

应尚不足以用于这一目的，主机向次级搜索组中的每一个接收机发送消息，该消息称之为次级搜索命令（3104）。发送给接收机的次级搜索命令包含以下信息中的一部分或全部：

- 接收机将试图检测目标发射信号的大致时间或时间范围（窗口），
- 接收机将试图检测目标发射信号的大致频率和频率漂移范围，
- 目标发射信号的部分或所有信号和消息内容，
- 接收机将用于搜索目标发射信号的处理增益量或观测时间，
- 目标发射信号的期望到达方向，以及
- 搜索的优先顺序。

接收机一旦收到次级搜索命令，就会根据所述命令的内容来搜索目标发射信号。

执行指定的次级搜索后，接收机就会编发一消息，称为次级搜索响应，向主机发送（3105）。该次级搜索响应包含以下信息：

- 接收机是否成功检测到目标发射信号的标记（3106），
- 所检测的目标发射信号的到达时间，如果可用的话，
- 所检测的目标发射信号的频率漂移，如果可用的话，
- 所检测的目标发射信号的载波相位，如果可用的话，
- 所检测的目标发射信号的到达强度，如果可用的话，
- 所检测的目标发射信号的比特能量与接收信号中的噪声之比，如果可用的话。

主机收集与目标发射信号相关的初级和次级搜索响应，并利用它们来估计接收机的位置。

在本发明的该优选实施例中，次级搜索组中的接收机将在存储器中存放它们各自接收到的信号的表像（representation），以使接收机按照次级搜索指令的指示来搜索前一个目标发射信号。上述的表像被存储在环形缓存器中，这样，在任何时刻，在一段时间上从出现

到 T_B 秒以前的接收信号都被存储。 T_B 称为信号存储的深度。优选的 T_B 值为 3 秒钟。选择 T_B 时, T_B 应大于次级搜索组中的接收机接收的目标发射信号与收到由所述接收机搜索该目标发射信号的次级搜索命令之间的最大期望延迟。如果已知目标发射信号是有时隙的(即只在一定的时间发射), 则可以只在期望收到该目标发射信号的时间上进行信号存储。

值得注意的是, 一台接收机可以是属于初级搜索组和次级搜索组这两组的成员。广义上讲, 次级搜索组将包括具有在次级搜索中有相当的概率检测到目标发射信号的任何接收机。

确定次级搜索组的优选方法是: 指定每一台接收机属于次级搜索组, 当所述接收机报告一个初级检测时, 其次级搜索组的成员被包括在对于该目标发射信号的次级搜索组中。一个接收机的次级搜索组起初被设置为最接近所述接收机的 5 个接收机。随着时间的过去, 附加的接收机被暂时性加入到次级搜索组, 当这样做利用了空闲资源时, 且如果这些接收机表现出具有检测目标发射信号的相当的概率, 则他们的加入有了恒定的基础。如果该次级搜索组的一个成员表现出小于相当的这种检测概率, 则它将被从次级搜索组中去除。

在本文中, “相当的检测概率” 的优选解释是 0.01 (1%) 或更大的概率。

接收机 3002 对所接收的发射信号进行以下测量中的部分或全部:

- SNR,
- SOA,
- POA,
- FOA,
- TOA 及

• 报文解码

SNR, 信噪比, 它是检测信号的能量与该接收信号中的非信号分量的能量之比。其作用是作为该检测的置信度。

SOA, 到达强度, 即接收信号的强度。这个测量值的优选单位为 dBm。

POA, 到达相位, 它是所检测的发射信号的载波到达相位。

FOA, 到达频率, 它是所检测的发射信号的频率漂移

TOA, 到达时间, 它是所检测的发射信号的到达时间

在 MLR 系统中, 接收机被编号为 $1, 2, 3 \cdots N_R$, 其中 N_R 为接收机的数目。当 MLR 主机报告并采集特定发射信号的测量值时, 它们被标明如下。对于特定的发射信号, 有些接收机可以不报告检测或测量值, 因此可以不定义以下的一些量。

SOA (R) 是由接收机 R 测量并报告的 SOA 指标值, $1 \leq R \leq N_R$

FOA (R) 是由接收机 R 测量并报告的 FOA 指标值, $1 \leq R \leq N_R$

TOA (R) 是由接收机 R 测量的 TOA 指标值, $1 \leq R \leq N_R$

POA (R) 是由接收机 R 测量的 POA 指标值, $1 \leq R \leq N_R$

SNR (R) 是由接收机 R 测量并报告的 SNR 指标值, $1 \leq R \leq N_R$

回程通信网络 3003 在 MLR 主机 3004 与所有接收机 3002 之间提供双向通信链路。该网络将传送执行次级搜索的主要通知及命令、初级和次级搜索响应及有关配置、控制和操作的其它消息。

如前几节所述, MLR 主机 3004 将产生及接收与初级和次级检测相关的报文, 并将配置和监测接收机 3002。这一节将重点介绍 MLR 主机 3004 的两个主要任务: 一是利用各接收机报告的测量值来训练 MLR 分布; 二是利用接收机报告的 MLR 分布及测量值来估计发射机的位置。

当 MLR 主机 3004 收到来自一个或多个接收机的测量值时, 它就会给每个接收机分配一个检测值 $\beta(R)$ 。若接收机 R 检测到目标

发射信号，则主机 3004 指定 $\beta(R)=1$ ，若接收机 R 未检测到目标发射信号，则主机 3004 指定 $\beta(R)=0$ 。

确定检测是否成功的优选方法是通过比较观测的 SNR 与一个固定阈值。因此，如果 $\text{SNR}(R) \geq \text{SNR}_{\min}$ ，则认为接收机 R 检测到目标发射信号， $\beta(R)=1$ ，如果 $\text{SNR}(R) < \text{SNR}_{\min}$ ，则认为接收机 R 未能检测到目标发射信号， $\beta(R)=0$ 。

主机 3004 也通过除 MLR 之外的方法来试图确定发射机的位置坐标。如果得到该位置，则 x 代表该发射机的 x 坐标，y 代表其 y 坐标。优选的座标系用米度量自原点的距离 East(x)和 North(y)。

主机 3004 计算两个 SOA 之间的差值 SDOA 时，可用变量“s”代表 SDOA。

量化的目的是将一个紧密相关值的范围转换为充分表示所述值之范围的单个值。所述单个值被用作为按 MLR 分布范围的离散值标记。这个过程被称做“箱区化 (binning)”。

量化函数 $Q(a, b, c, d)$ 用来将观测参数 (x, y, 或 s) 转化为量化标记。

$$Q(A, B, C, D) = \begin{cases} 0 & \text{如果 } A \leq B \\ \text{round}\left(\frac{A-B}{D}\right) & \text{如果 } B < A < C \\ \text{round}\left(\frac{C-B}{D}\right) & \text{如果 } A \geq C \end{cases}$$

x-位置被量化如下：

$$Q(x; x_{\min}, x_{\max}, \Delta x) = \begin{cases} 0 & \text{如果 } x \leq x_{\min} \\ \text{round}\left(\frac{x - x_{\min}}{\Delta x}\right) & \text{如果 } x_{\min} < x < x_{\max} \\ \text{round}\left(\frac{x_{\max} - x_{\min}}{\Delta x}\right) & \text{如果 } x \geq x_{\max} \end{cases}$$

y-位置被量化如下：

$$Q(y, y_{\min}, y_{\max}, \Delta y) = \begin{cases} 0 & \text{如果 } y \leq y_{\min} \\ \text{round}\left(\frac{y_{\max} - y_{\min}}{\Delta y}\right) & \text{如果 } y \geq y_{\max} \\ \text{round}\left(\frac{y - y_{\min}}{\Delta y}\right) & \text{如果 } y_{\min} < y < y_{\max} \end{cases}$$

SDOA(s)被量化如下:

$$Q(s; s_{\min}; s_{\max}; \Delta s) = \begin{cases} 0 & \text{如果 } s \leq s_{\min} \\ \text{round}\left(\frac{s - s_{\min}}{\Delta s}\right) & \text{如果 } s_{\min} < s < s_{\max} \\ \text{round}\left(\frac{s_{\max} - s_{\min}}{\Delta s}\right) & \text{如果 } s \geq s_{\max} \end{cases}$$

取整函数 $\text{round}(\cdot)$ 返回最接近其自变量的整数, 或者, 如果自变量与两个整数的差值相等, 则返回下一个较大的整数。

定义一个逆量化函数 $U(I; B, C, D)$, 以便将量化标记 I 转化为接近具有量化值为 I 的观测值的一个值。

$$U(I; B, C, D) = I \cdot AD + B$$

注意, 相对于两个函数的第一自变量, 设 A 满足 $B \leq A \leq C$,

$U(I; B, D)$ 将函数 $Q(A; B, C, D)$ 转化到 D 的精度范围内。

由 $U(I_x; x_{\min}, \Delta x) = I_x \Delta x + x_{\min}$ 逆量化 x -位置标记 I_x 。

由 $U(I_y; y_{\min}, \Delta y) = I_y \Delta y + y_{\min}$ 逆量化 y -位置标记 I_y 。

MLR 主机 3004 维护数据结构 D , 被称为 MLR 分布。 D 是一个五维数组。

D 的元素表示为 $D(R_1, R_2, I_x, I_y, I_s)$, 其中

R_1 是标识一个接收机的编号, $1 \leq R_1 \leq N_R$

R_2 是标识另一接收机的编号, $1 \leq R_2 \leq N_R$

I_x 为量化后的 x -位置, $0 \leq I_x < \text{round}\left(\frac{x_{\max} - x_{\min}}{\Delta x}\right)$

I_y 为量化后的 y -位置, $0 \leq I_y < \text{round}\left(\frac{y_{\max} - y_{\min}}{\Delta y}\right)$

I_s 为量化后的 SDOA 观测值, $0 \leq I_s < \text{round}\left(\frac{s_{\max} - s_{\min}}{\Delta s}\right)$

这样 D 的维数为: $N_R \times N_R \times \text{round}\left(\frac{x_{\max} - x_{\min}}{\Delta x}\right) \times \text{round}\left(\frac{y_{\max} - y_{\min}}{\Delta y}\right) \times \text{round}\left(\frac{s_{\max} - s_{\min}}{\Delta s}\right)$

这一部分定义由 MLR 主机 3004 执行的过程。

过程 1: MLR 的总的运行

步骤 1: 将 MLR 数据结构 D 的所有元素设置为 0, 对其初始化。

步骤 2: 等待, 直到一台或多台接收机检测到单个发射信号, 然后执行步骤 3

步骤 3: 采用除 MLR 之外的方法, 以确定或获取发射机的位置, 如果这样获得该位置, 则执行过程 2, 否则执行过程 3

步骤 4: 返回到步骤 2

过程 1 定义了 MLR 的总体运行, 步骤 2 中包括次级搜索方法。当提供发射机位置并连同一组 SOA 观测值时, 主机 3004 利用过程 2 训练 MLR 分布。如果提供一组 SOA 观测值且没有该发射机位置, 主机 3004 利用过程 3 可以估计发射机的位置。总而言之, 尽可能多地训练 MLR 分布是有利的。

过程 2: MLR 训练

步骤 1: 令 x, y 分别为已知的发射机的 x 和 y 坐标

步骤 2: 计算 $I_x = Q(x; x_{\min}, x_{\max}, \Delta x)$

步骤 3: 计算 $I_y = Q(y; y_{\min}, y_{\max}, \Delta y)$

步骤 4: 对于 $R_1 = 1, 2, 3, \dots, N_R - 1$, 执行步骤 5

步骤 5: 对于 $R_2 = R_1 + 1, R_1 + 2, \dots, N_R$, 执行步骤 6 到 8

步骤 6: 如果 $\beta(R_1) = 1$ 并且 $\beta(R_2) = 1$, 则计算

$I_s = Q(\text{SOA}(R_1) - \text{SOA}(R_2); s_{\min}, s_{\max}, \Delta s)$, 并且将 $D(R_1, R_2, I_x, I_y, I_s)$ 加 1。

步骤 7: 如果 $\beta(R_1) = 1$, $\beta(R_2) = 0$, 及 $D(R_1, R_2, i, j, k)$

对于任何 i, j, k 的值都为非零值, 则令 $I_S = Q(s_{\max}; s_{\min}, s_{\max}, \Delta s)$, 并且使 $D(R_1, R_2, I_X, I_Y, I_S)$ 加 1。

步骤 8: 如果 $\beta(R_1) = 0$, $\beta(R_2) = 1$, 及 $D(R_1, R_2, i, j, k)$ 对于任何 i, j, k 的值都为非零值, 则令 $I_S = Q(s_{\min}; s_{\min}, s_{\max}, \Delta s)$, 并且使 $D(R_1, R_2, I_X, I_Y, I_S)$ 加 1。

注意, 对于每一次经过的内循环 (步骤 6-8), 若 $\beta(R_1) = 0$ 并且 $\beta(R_2) = 0$, 则不对 D 做出改变。

步骤 7 和 8 包含有一规则, 即若一对接收机 R_1, R_2 不太可能有助于估计, 则取消对这两个接收机的训练。如果两个接收机没有覆盖重叠, 即没有他们都已检测到发射信号的先前记录情况, 人们认为这一对接收机不太可能会有助于估计。这一规则对于限制 MLR 分布的稀疏矩阵表达式的大小是极其有效的。

过程 3: MLR 估计

步骤 1: 设 s_p 为关于发射信号的位置估计的二维似然分布集, 将 s_p 初始化为一空集。

步骤 2: 计算 $N_x = Q(x_{\max}; x_{\min}, x_{\max}, \Delta x) + 1$, 得到 x 箱区的数。

步骤 3: 计算 $N_y = Q(y_{\max}; y_{\min}, y_{\max}, \Delta y) + 1$, 得到 y 箱区的数。

步骤 4: 对于 $R_1 = 1, 2, 3, \dots, N_R - 1$, 执行步骤 5。

步骤 5: 对于 $R_2 = R_1 + 1, R_2 + 1, \dots, N_R$, 执行步骤 6 到 10。

步骤 6: 如果 $\beta(R_1) = 1$ 并且 $\beta(R_2) = 1$, 计算

$$I_S = Q(\text{SOA}(R_1) - \text{SOA}(R_2); s_{\min}, s_{\max}, \Delta s)$$

步骤 7: 如果 $\beta(R_1) = 1$ 并且 $\beta(R_2) = 0$, 则设

$$I_S = Q(s_{\max}; s_{\min}, s_{\max}, \Delta s)$$

步骤 8: 如果 $\beta(R_1) = 0$ 并且 $\beta(R_2) = 1$, 则设

$$I_S = Q(s_{\min}; s_{\min}, s_{\max}, \Delta s)$$

步骤 9: 如果 $\beta(R_1) = 1$ 或 $\beta(R_2) = 1$, 则创建二维似然分布 P , 其中具有元素:

$$P(I_X, I_Y) = D(R_1, R_2, I_X, I_Y, I_S), 0 \leq I_X \leq N_x, 0 \leq I_Y \leq N_y$$

步骤 10: 如果 $\beta(R_1) = 1$ 或者 $\beta(R_2) = 1$, 则将 P 加入 (包含, 不是求和) 在 s_p 中。

步骤 11: 按任意顺序表示集 s_p 的成员为 $P_1, P_2, P_3 \dots P_{N_p}$, 其中

N_p 为 s_p 中的二维似然分布数。

步骤 12: 对于 $0 \leq I_X \leq N_x$, $0 \leq I_Y \leq N_y$, 计算

$$P_{combined}(I_X, I_Y) = \prod_{n=1}^{N_p} P_n(I_X, I_Y) + p_0 = (P_1(I_X, I_Y) + p_0)(P_2(I_X, I_Y) + p_0) \cdots (P_{N_p}(I_X, I_Y) + p_0)$$

$$\text{步骤 13: 计算 } \hat{x} = \frac{\sum_{I_X=0}^{N_x-1} \sum_{I_Y=0}^{N_y-1} U(I_X, X_{\min}, \Delta x) [P_{combined}(I_X, I_Y)]^\alpha}{\sum_{I_X=0}^{N_x-1} \sum_{I_Y=0}^{N_y-1} [P_{combined}(I_X, I_Y)]^\alpha}$$

$$\text{步骤 14: 计算 } \hat{y} = \frac{\sum_{I_X=0}^{N_x-1} \sum_{I_Y=0}^{N_y-1} U(I_Y, Y_{\min}, \Delta y) [P_{combined}(I_X, I_Y)]^\alpha}{\sum_{I_X=0}^{N_x-1} \sum_{I_Y=0}^{N_y-1} [P_{combined}(I_X, I_Y)]^\alpha}$$

对于给定的一对接收机, 步骤 6-8 试图根据观测的或者假设的该对接收机的 SDOA, 选择关于发射机位置的空间似然分布。

步骤 12 将所有选择的似然分布组合一个似然分布中。所有采样都加上常数 p_0 , 以防止零箱区值对于相同空间区域而完全使得其它可能的高箱区值为零。

步骤 13 和 14 计算组合空间似然分布的可变阶(α)的矩。如果 $\alpha = 1$, 则计算一阶矩, 即均值。 $\alpha = 1.5$ 的优选值将产生类似于均值的结果, 但加大了对更高似然值的侧重。MLR 所估计的发射信号源的位置是以坐标形式给出的, 表示为 (\hat{x}, \hat{y}) 。

在现有的 MLR 网络中增加一个新接收机, 可通过将 N_R 的值增加 1, 以反映接收机的新数目。同样, MLR 分布 D 的头两个数组加 1 个, 由此产生的新元素应初始化为零。

删除一个接收机, 是通过去除对应于被删除的接收机的 D 的元素, 并且对剩下的元素重新排序, 使得头两个数组具有从 1 到删除之后的接收机数之标记。同时也要相应更新 N_R 。

如果已知或可以确定一个接收机当前未工作, 则应将该接收机暂时排除在训练和估计之外, 使得由于未工作接收机在所述接收机本应正常检测的情况下的检测失败不会导致训练或估计的失真。

如果已知或可以确定接收机 R 的增益被改变, 使得所有以后的

SOA 测量值与以前的测量值相比将漂移一固定量，则通过将对应于接收机 R 的所有元素替换新的标记，并按 SDOA 数组偏移一个量和对对应于增益改变的方向，更新该 MLR 分布 D，以便可以期望该 MLR 分布反映新的接收机特征。

若已知或可以确定接收机 R 已改变，其改变方式并不易于通过调整 MLR 分布得到补偿，则该接收机 R 应被删除并加入 MLR 分布，以便清除可能不再有效的以往的训练数据。这种改变的示例包括接收机天线定向或位置的改变。

为了使 MLR 分布适应传播条件的变化，需要采取一定的措施，使得最近的训练数据要比其它的训练数据得到更大的加权。实现这一点的优选方法是将 MLR 分布中的每一个元素用其先前值的系数 λ 来替换：

$$D(R_1, R_2, l_x, l_y, l_s) \leftarrow \lambda D(R_1, R_2, l_x, l_y, l_s)$$

为了在训练数据的积累和减少之间实现所需的平衡，适用遗忘因子的优选规则是当 D 的非零元素的平均值超出一个阈值 D_0 时则适用。 D_0 被称为对准目标的均值分布值。由于采用连续的训练，D 中非零元素的均值将接近 D_0 。当这一值超过 D_0 时，将通过遗忘因子的应用来降低它。当这个值低于 D_0 时，它将因训练而增加。

表 1 列出了对于 MLR 的配置参数，以及它们在预期条件或典型条件下的优选值。

参数	优选值	说明
s_{\min}	-30dB	最小 SDOA 箱区
s_{\max}	+30dB	最大 SDOA 箱区
Δs	1 dB	SDOA 箱区 间隙
x_{\min}	-20,000m	最小 X 坐标
y_{\min}	-20,000m	最小 Y 坐标
x_{\max}	20,000m	最大 X 坐标
y_{\max}	20,000m	最大 Y 坐标
Δx	50m	X 方向箱区大小

Δy	50m	Y 方向箱区大小
SNR_{\min}	12dB	成功检测的最小 SNR
原点	RML 网络区域中心	X 坐标向东、Y 坐标向北度量的起点
P_0	2	对于 MLR 组合的偏移
λ	0.9	MLR 分布遗忘因子
D_0	20	指标平均分配值

表 1：对 MLR 参数的优选值

s_{\max} 单位为 dB，它应被设置为观测的或期望的最大 SOA 与最小 SOA 之差，所述的 SOA 可以适当的置信度被检测。这是一个正数。

s_{\min} 应该被设为 s_{\max} 的负数。

Δs 应该被设为 SOA 可被测量的精确度

x_{\min} 应该被设为 MLR 系统将要估计位置的最小 x 坐标值

y_{\min} 应该被设为 MLR 系统将要估计位置的最小 y 坐标值

x_{\max} 应该被设为 MLR 系统将要估计位置的最大 x 坐标值

y_{\max} 应该被设为 MLR 系统将要估计位置的最大 y 坐标值

原点是为 MLR 网络选择的。原点的选择是相当随意的，它仅仅做为 x 和 y 位置测量值的参考。该原点的优选位置是 UTM 坐标系中的原点。关于该原点的另一优选位置是 MLR 实现区域的中心点。

例如，假设是在加拿大艾伯塔省卡尔加里市实现 MLR，选择该城市中心的一个陆标作为原点 ($x=0$, $y=0$)。选择该 MLR 网络区域包括边长为自原点 20km 的正方形。选择的单位是米，因此 $x_{\min}=20000m$, $y_{\min}=20000m$, 而 $x_{\max}=20000m$, $y_{\max}=20000m$ 。

Δx 和 Δy 分别表示两个坐标轴上的最小距离，在其上期望平均 SDOA 以 Δs 为单位改变。 Δx 和 Δy 不应该小于被用于训练的(x, y)位置的精确度。

如上所述，最大似然区域估计方法利用由多个接收机采集的来

自单个发射机的发射信号的测量值，以便估计发射机的位置。这可以更具具体地视为反向链路 MLR。这些基本原理可以适用于相反的情况，其中，单个接收机测量由多个发射机发射的多个信号的 SOA。这一实施例特别适用于蜂窝标准，其中，移动单元测量并报告来自多个蜂窝小区或扇区的导频信号或信标信号的信号强度。采用 IS-136 TDMA 和 GSM 就是这种情况，其中，移动台在空闲时隙搜索来自可能的越区切换候选人的控制信令。

前向链路 MLR 应该包括对产生 SOA 测量值之信号的发射功率的变化的校正因子。这样就有机会利用绝对 SOA 值，而不是 SDOA 测量值。

在前向链路 MLR 中，（来自反向链路 MLR 的）发射机的角色被一个接收机取代，该接收机也称为移动单元，由（反向链路 MLR 中）每一接收机所报告的 SOA 值被来自很多发射机之一的 SOA 值所取代，可能由该单个接收机测量并产生报告。

MLR 的另一种可选实施例是结合前向链路和反向链路。这样一个系统的目的是为了确定既发送信号又接收信号的移动单元的位置。实现这一点，可以通过实现反向链路 MLR，并将每一个前向链路 SOA（在该移动单元测量）作为表现在 MLR 似然分布中的附加接收机。

MLR 可以很容易地扩展数组—空间上、时间上，或者其他方面，超出前述的二维(x, y)。

在 MLR 中，TDOA 测量值可以替换或补充 SDOA 测量值。

在本发明的优选实施例中，利用了观测值 SOA (R)，并没有利用其它观测值，如 TOA (R)，FOA (R)，SNR (R) 和 POA (R)。但是，这些值也可能用于其它的实施例中，并按照上述优选实施例中的 SOA(R)的方式。

在一个实施例中，已知或可以确定发射机的发射功率，直接采用 SOA 测量值而不是 SDOA 测量值，可以提高系统的性能。通过采用 SOA 和 SDOA 之组合，可以进一步增强该系统。

在本发明的另一实施例中，用 MLR 分布，与前向和反向链路信

号相关的各种不同的信号测量值可以被加入训练和估计。

本发明的优选实施例包含一蜂窝通信网络，由多个基站和移动收发信机组成。但是，本发明也可概括为一台或多台发射设备和一组能够接收来自这些发射设备的信号接收机。本发明的另一实施例可以是一组发射设备和一组接收机，每一发射设备可以根据指令或定期发射具有指定特性的信号，每一接收机都位于一蜂窝基站的附近，都能够接收所述发射机发射的信号。

在本发明的优选实施例中， D 被实现为一稀疏数组 (D_s)，以实现有效的存储。 D_s 被组成为一个具有 6 列的二维数组，行数等于 D 中非零元素的个数。 D_s 中每一行六个元素表示五个标记和 D 中一个元素的 (非零) 值。未被 D_s 的行所表示的 D 的任何元素具有零值。这种存储方法对于存储大部分元素为零的五维数组是有效的，如对于 MLR 分布所期望的情况。但是，本发明的实现与 D 是否被存储为全五维数组或是稀疏数组并没有多大关系。

观测值的量化是一种规则，通过这种规则使非量化的观测值与量化的观测值相关联。在优选实施例中，采用的量化方案包括由一些配置参数定义的均匀间隔。其它的实施例可以结合其他量化方法，包括非均匀水平，及适于观测数据之性质的水平。

在本发明的另一实施例中，发射机以半规则或可预测的间隔发射信号。这时次级搜索组的接收机就不需要存储或缓存接收到的信号。初级检测报告激发对随后发射的次级搜索，其发射时间或是自第一发射信号的固定时间偏移，或是可以根据该第一发射信号预测。

供计算机执行这里所描述的每一个算法的指令，可被存储在计算机可读介质中，被装载于通用计算机中，或是硬件实现为专门的数字处理器中，这些算法包括：次级搜索、组群相干检测、用于 FML-AOA 的过程 A1-A10、及用于 MLR 的过程 1-3 和用于精确定位发射机的过程。

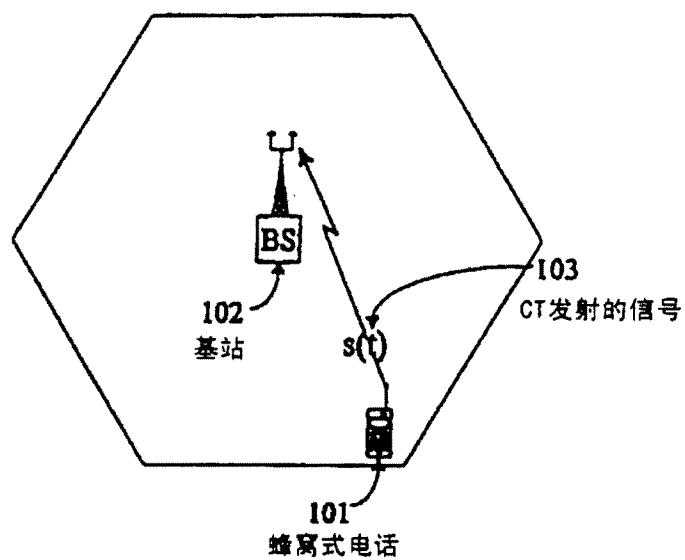


图1

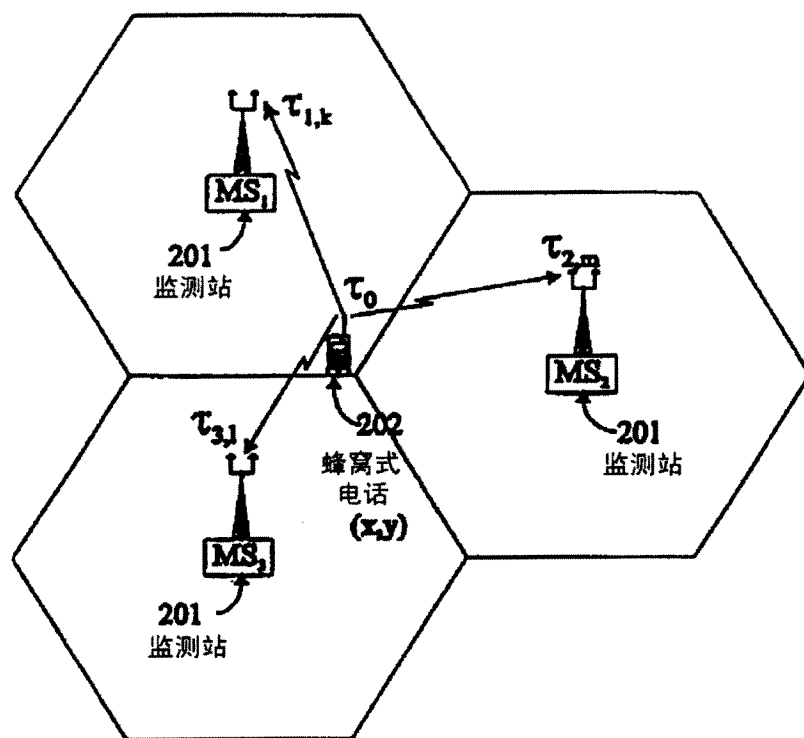


图2

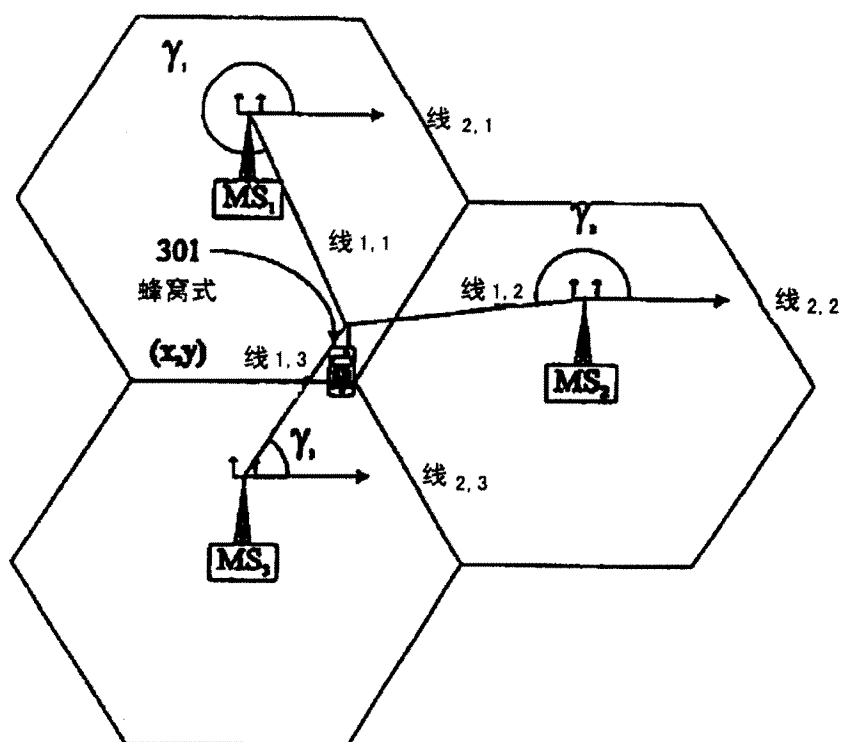


图3

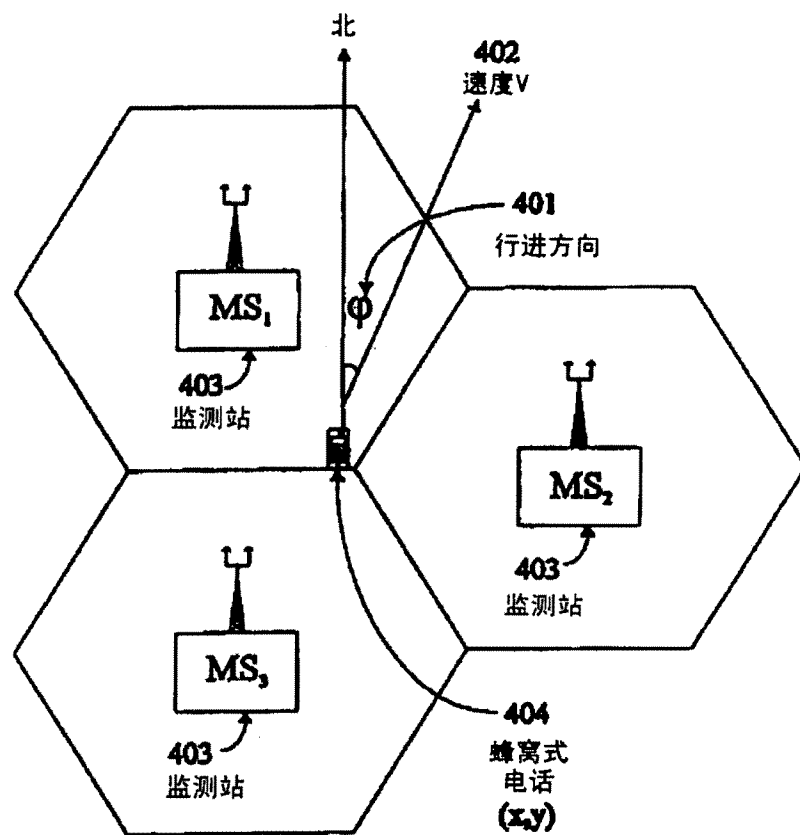
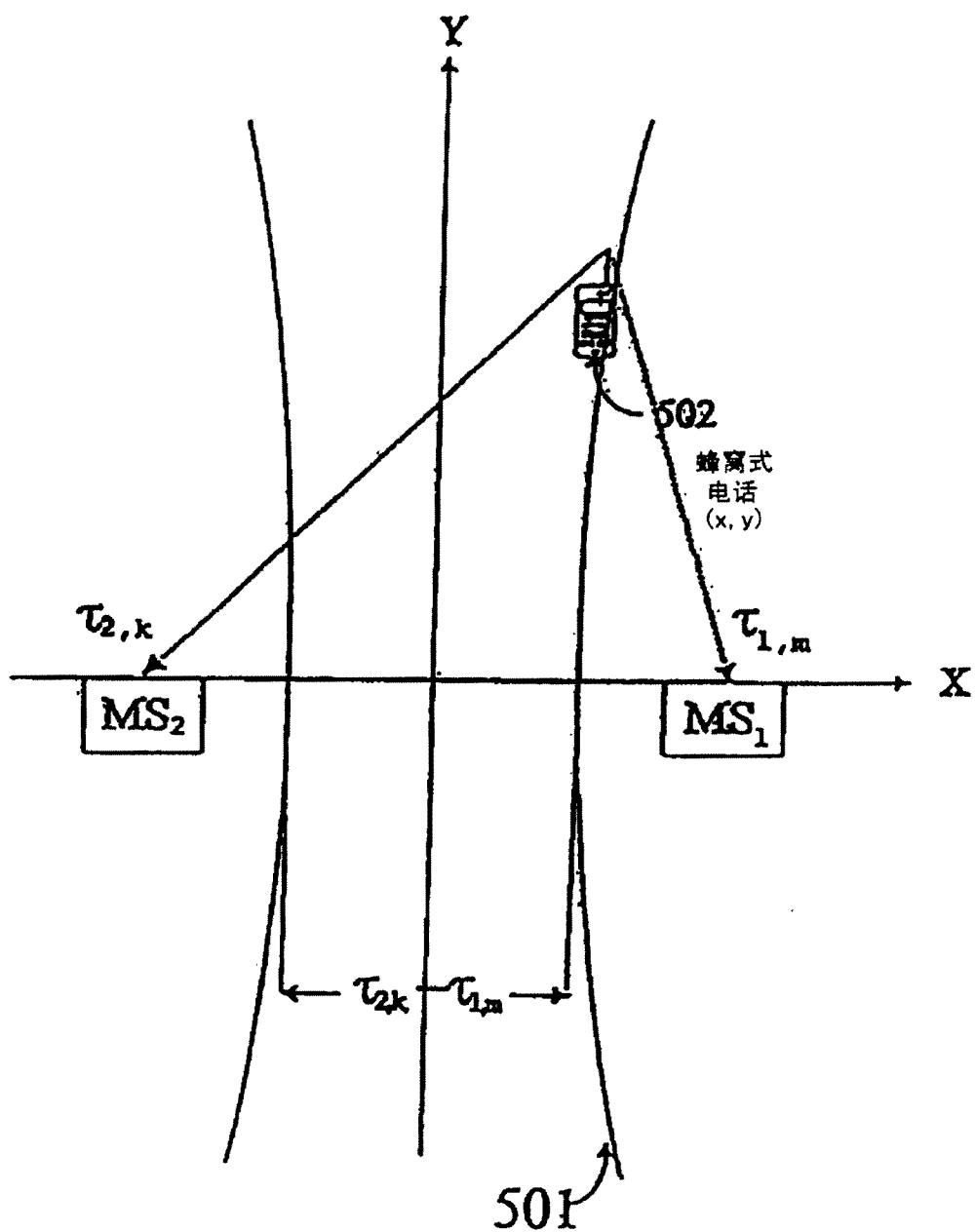


图4



对 $TDOA_{2,1,k,m} = \tau_{2,k} - \tau_{1,m}$ 的轨迹

图5

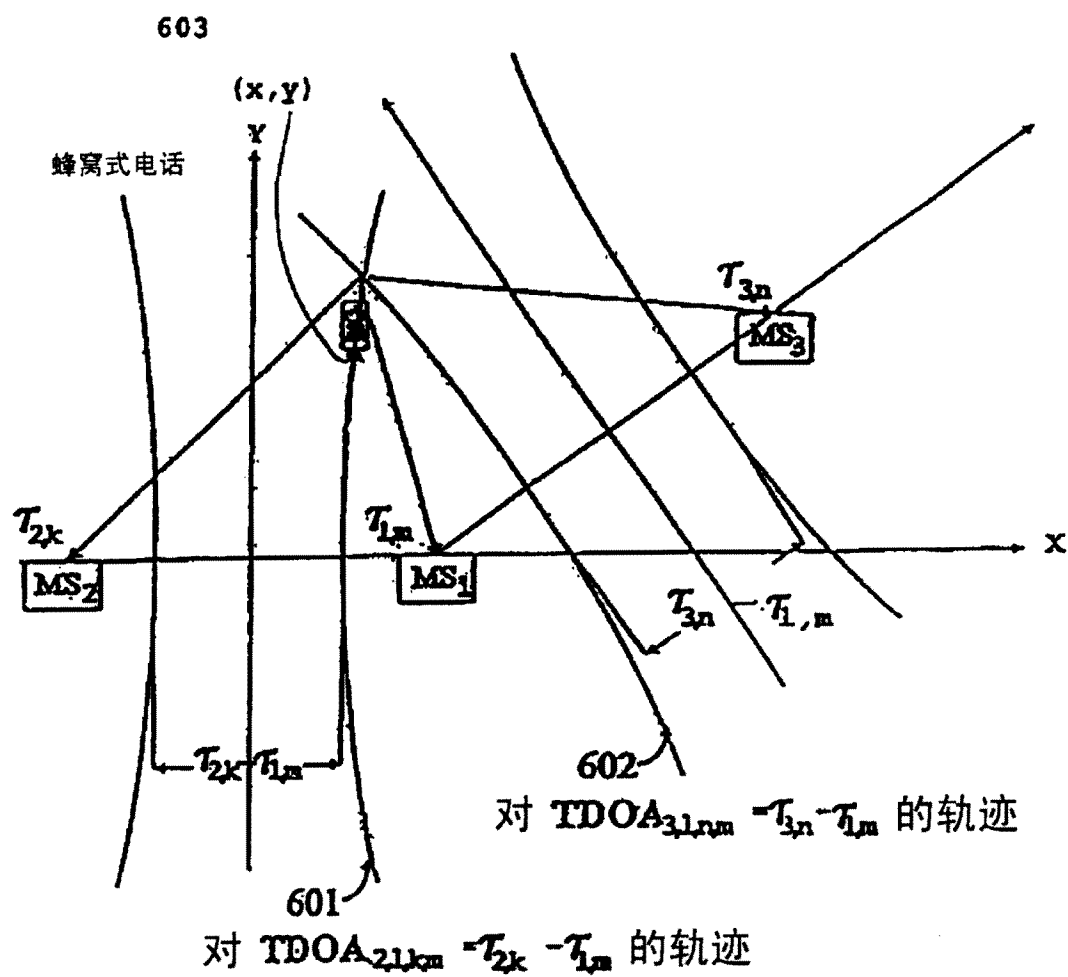


图6

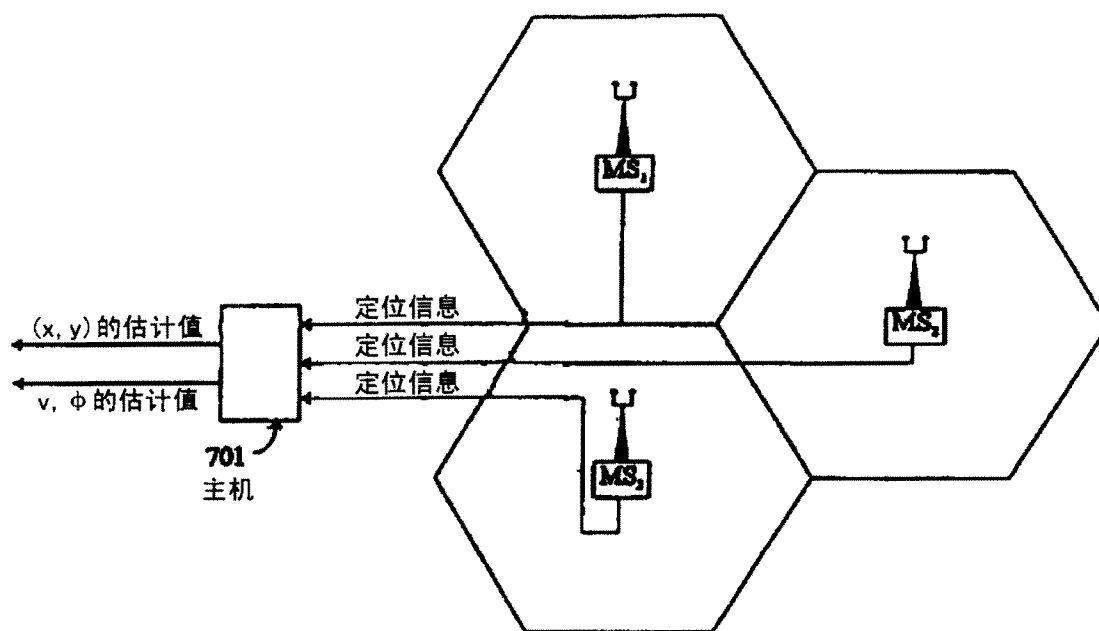


图 7

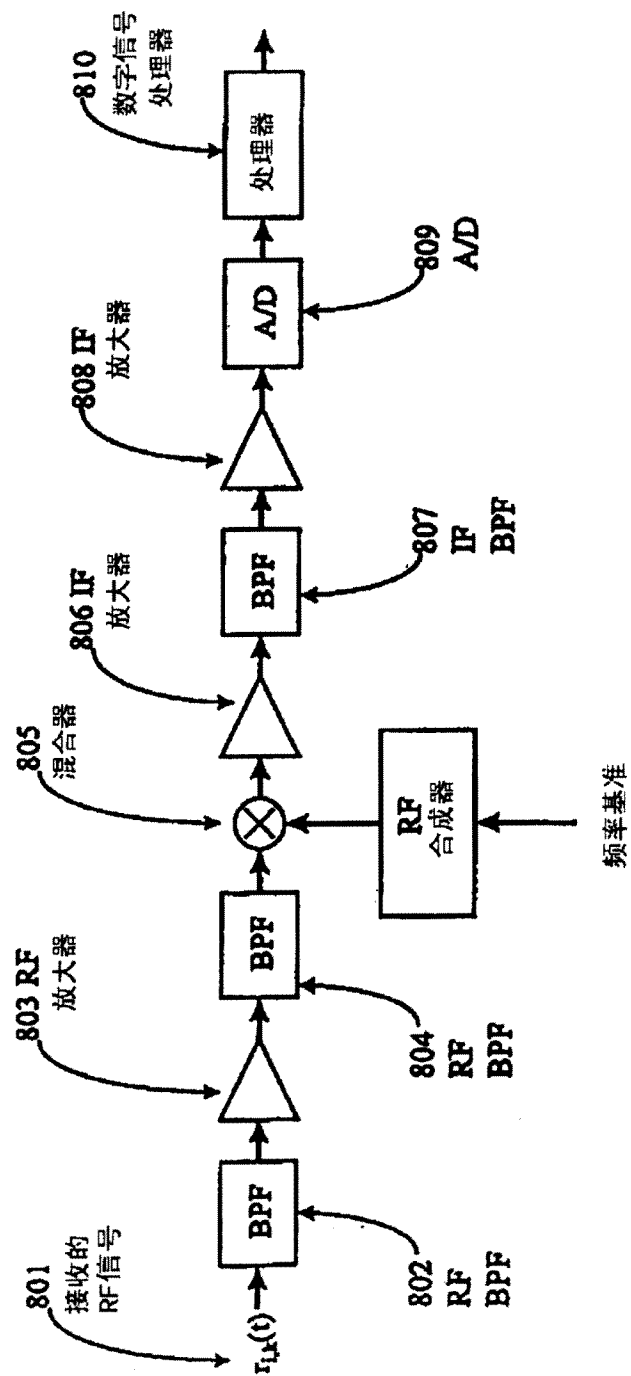


图 8

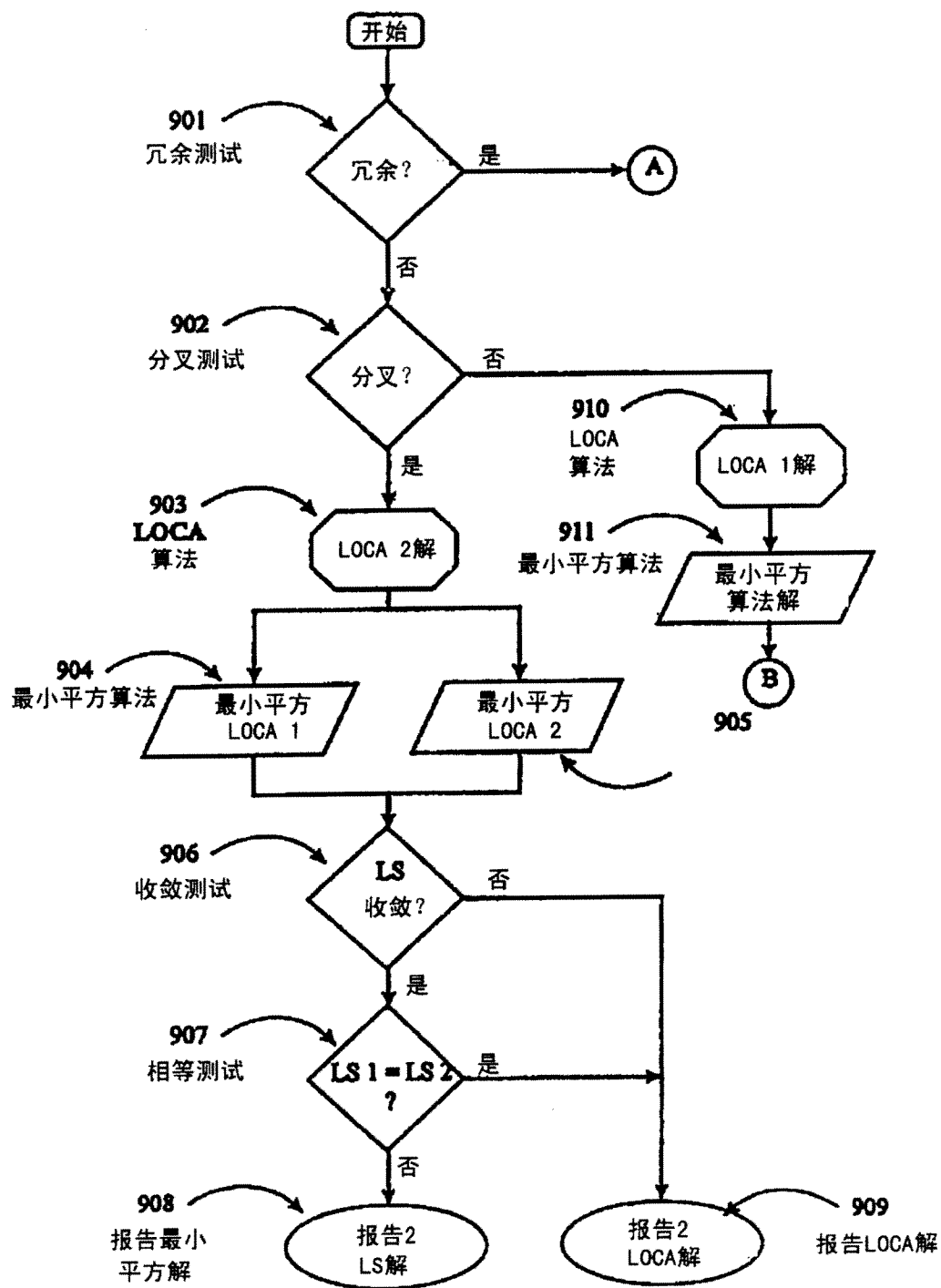


图9a

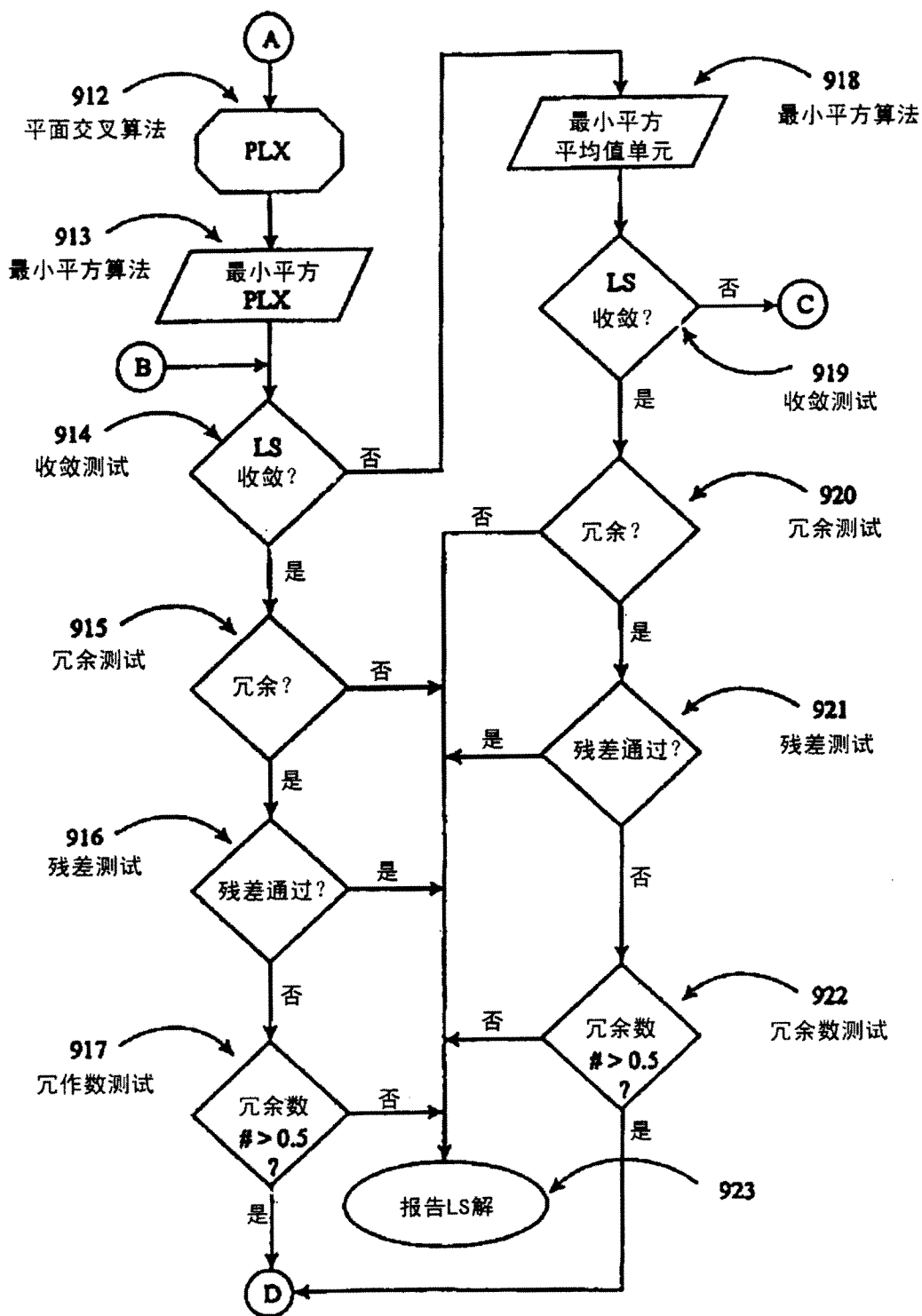


图9b

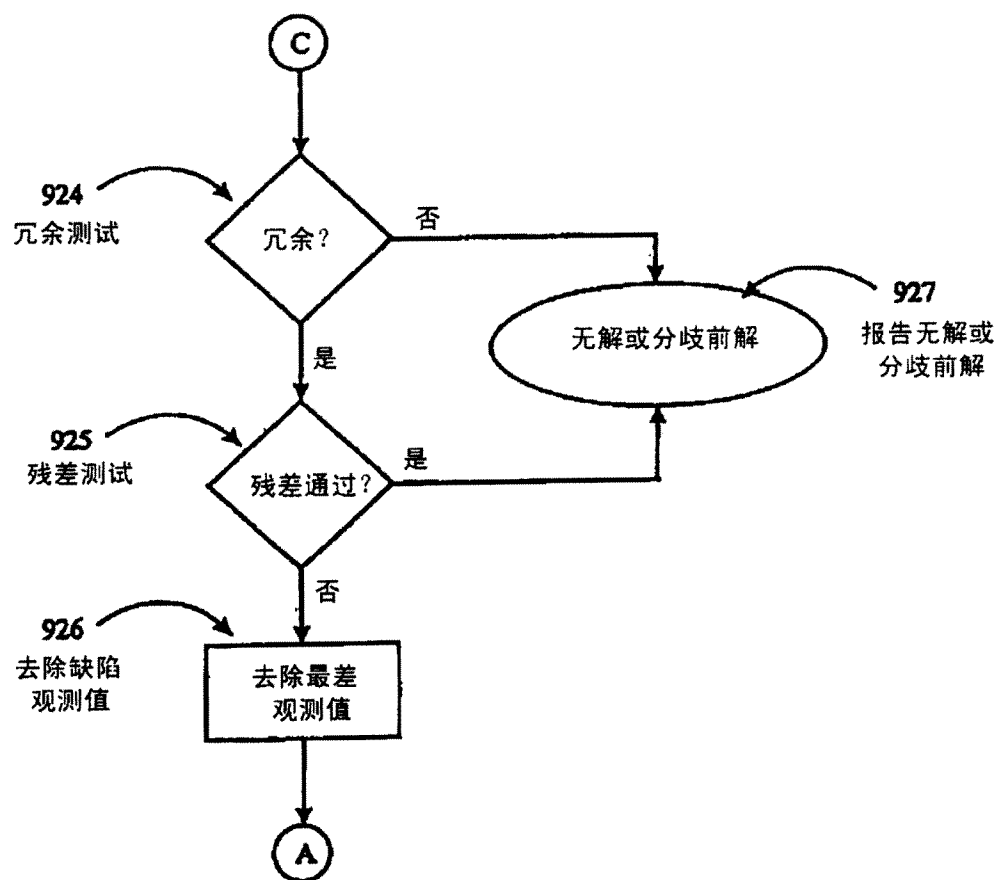


图9c

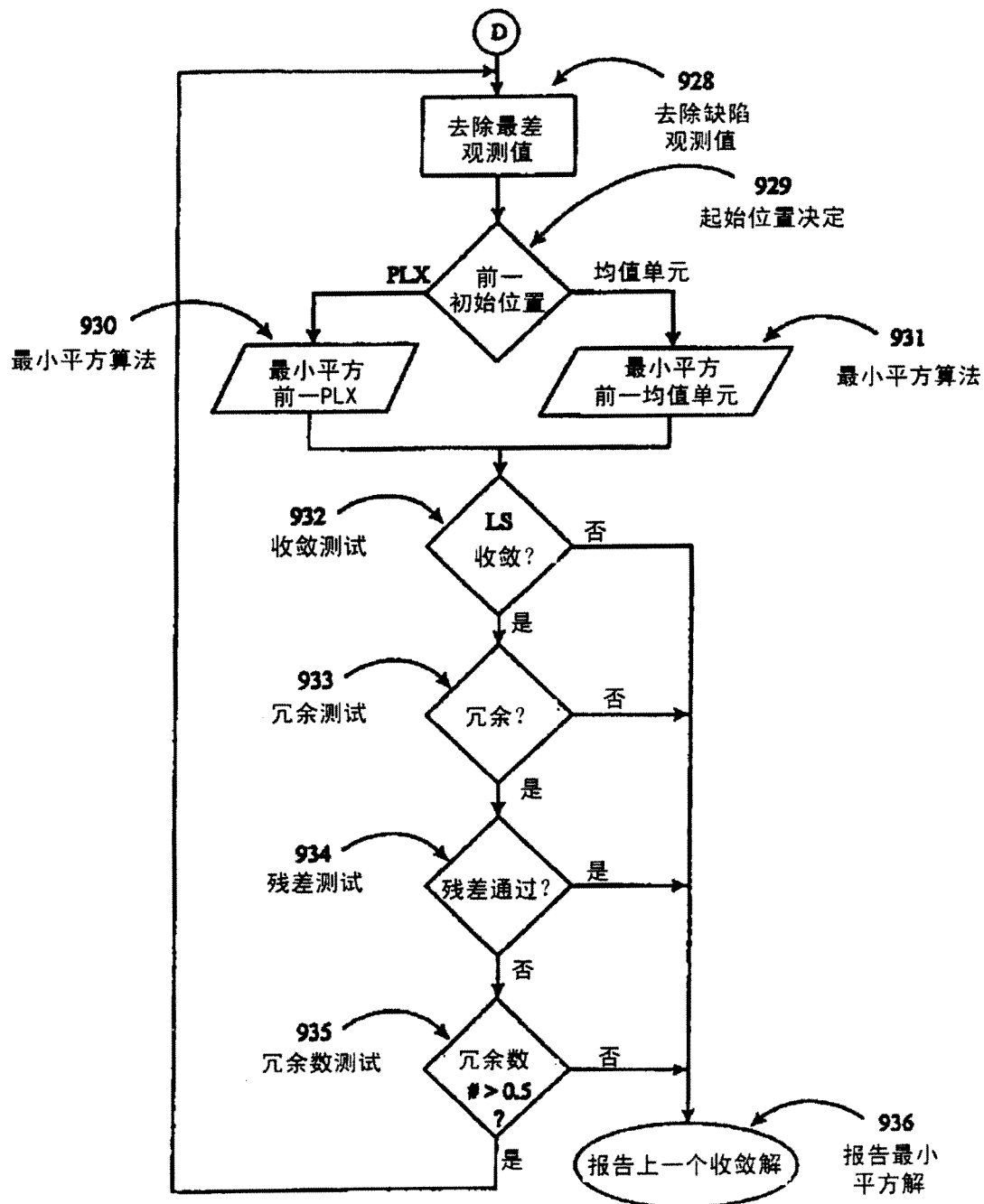


图9d

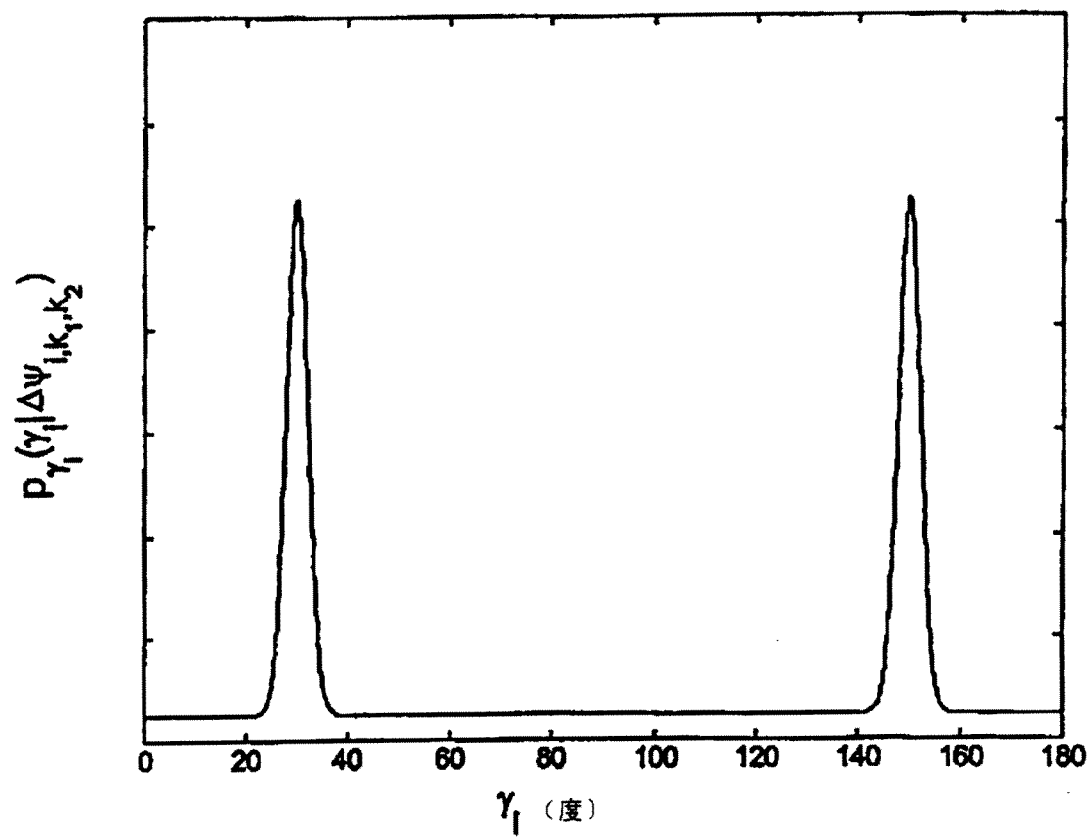


图10

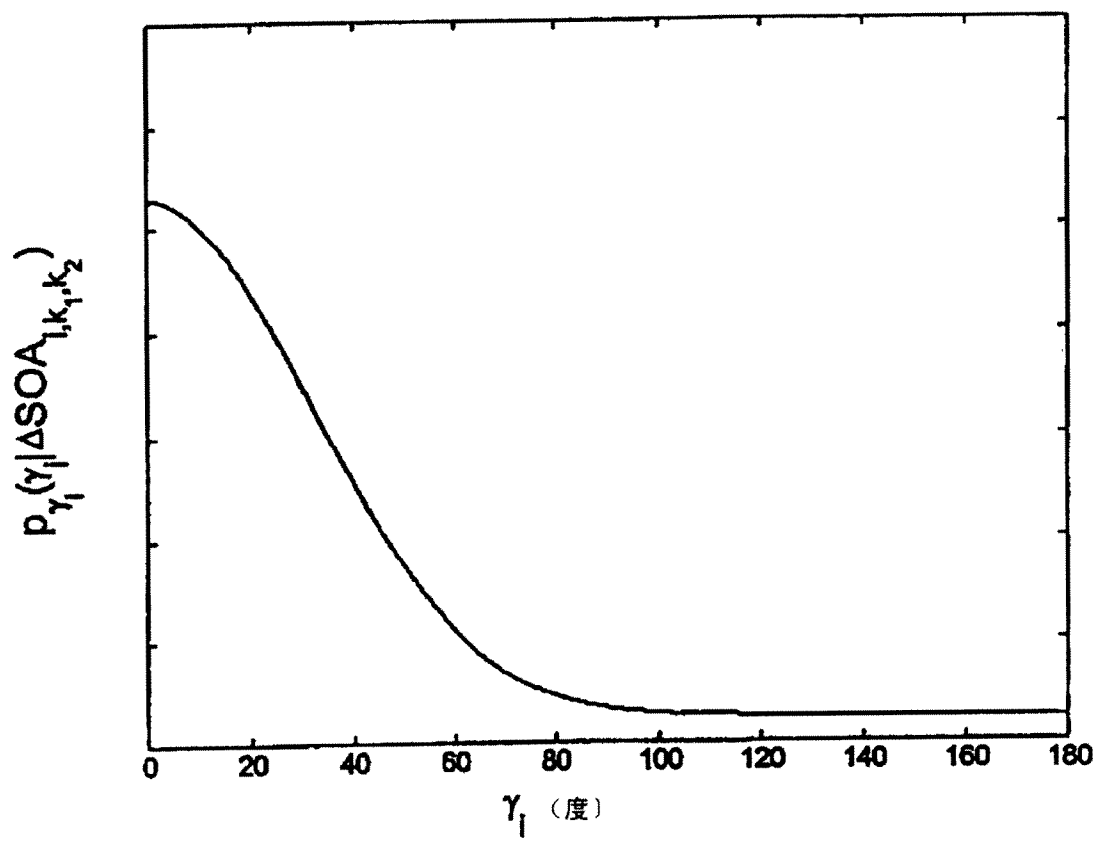


图11

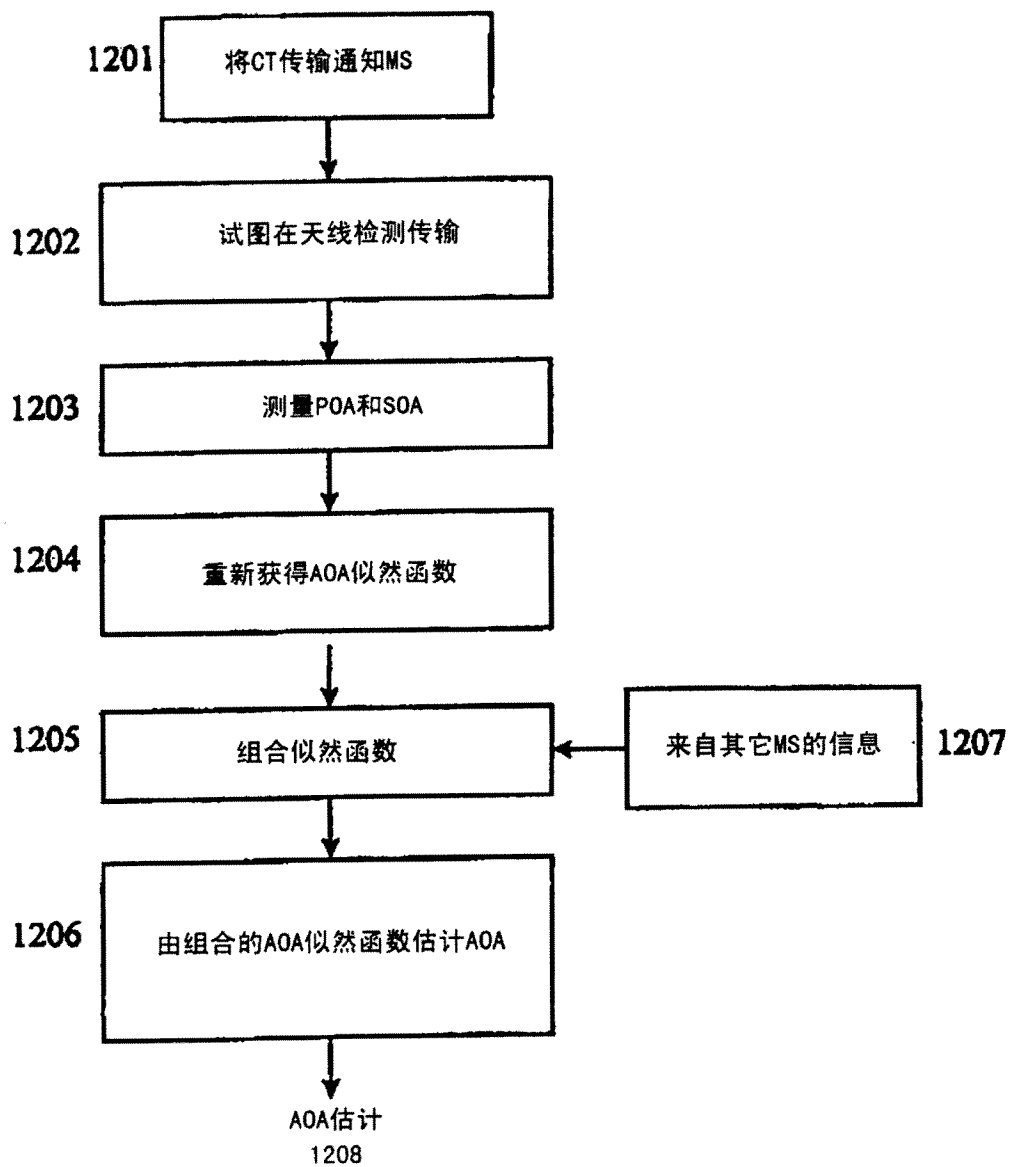


图12

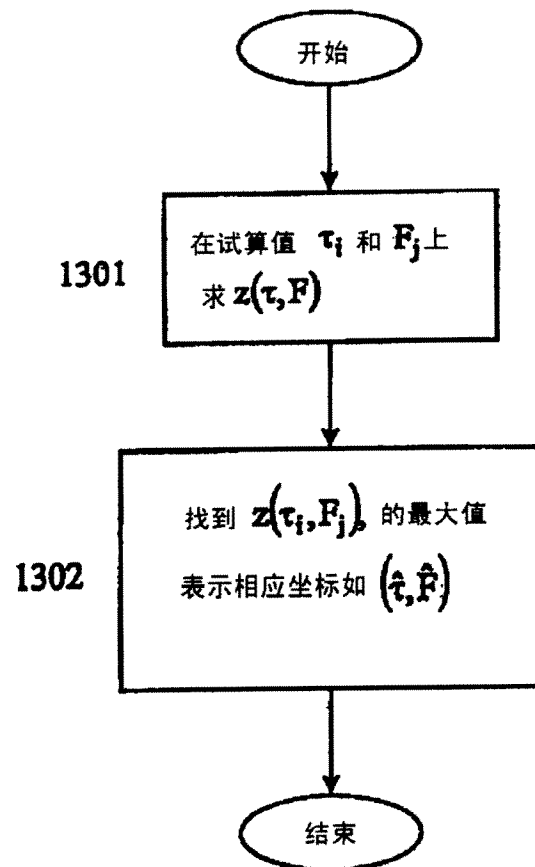


图13

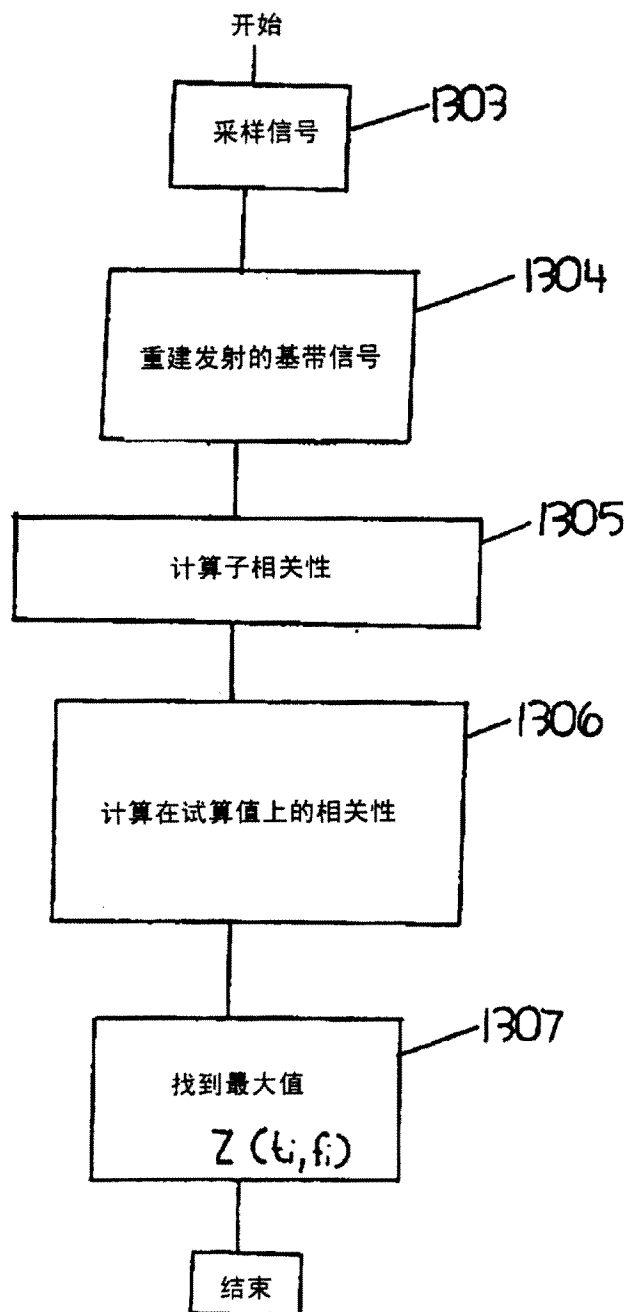


图13A

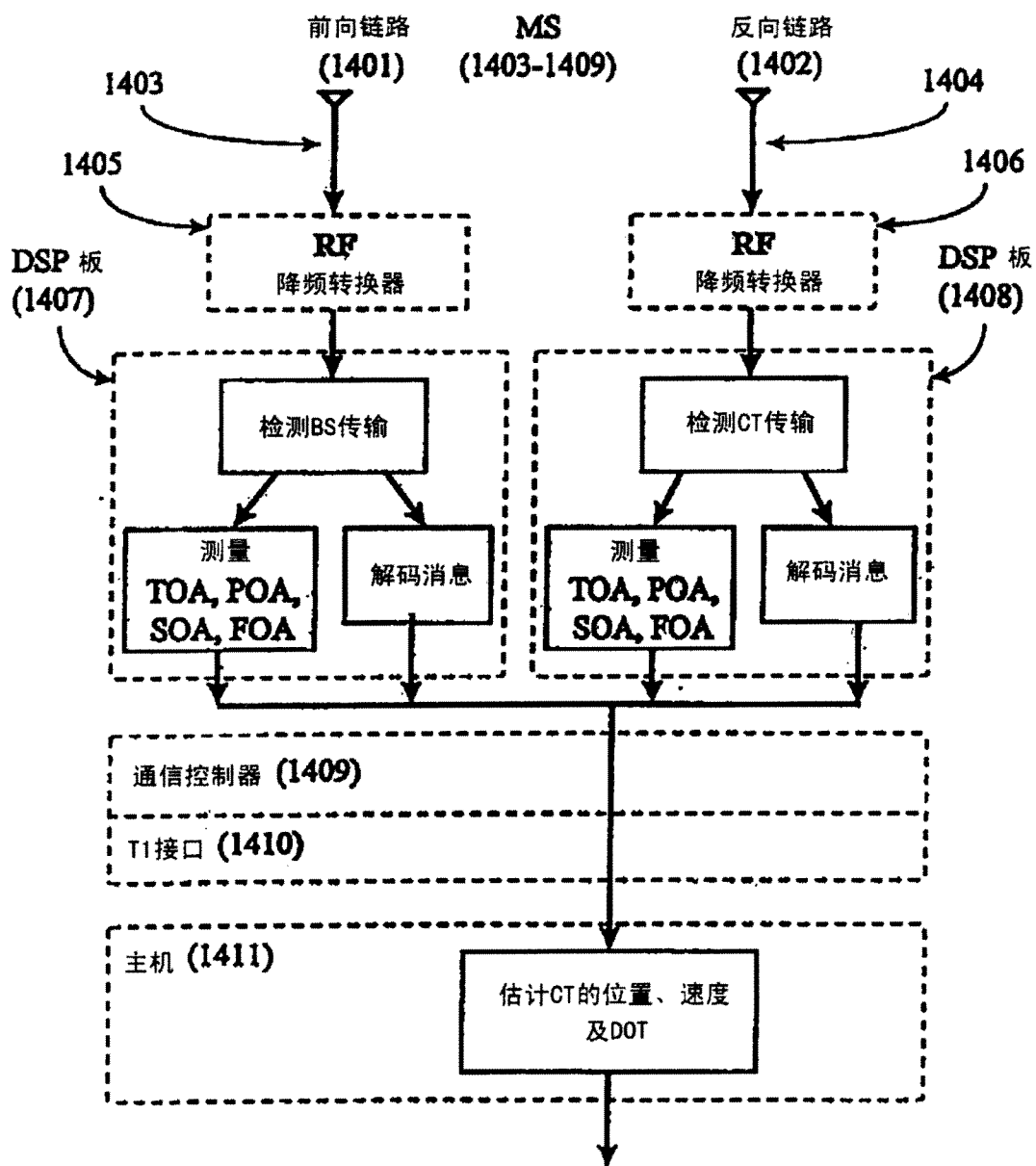


图 14

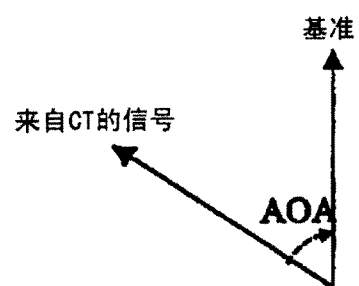
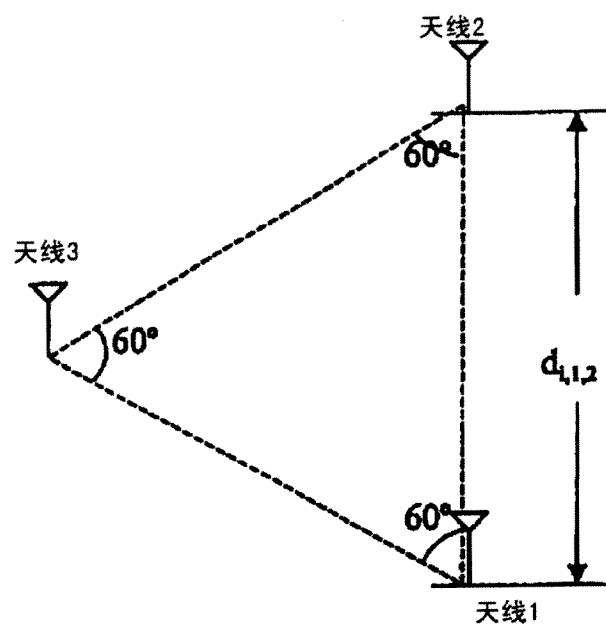


图15

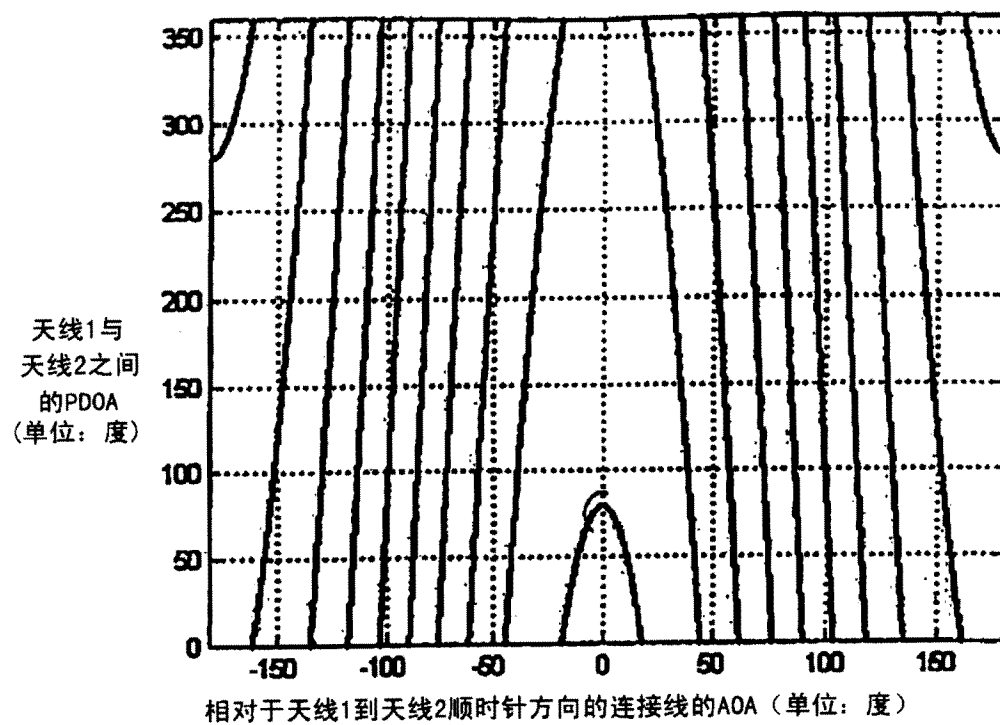


图16a

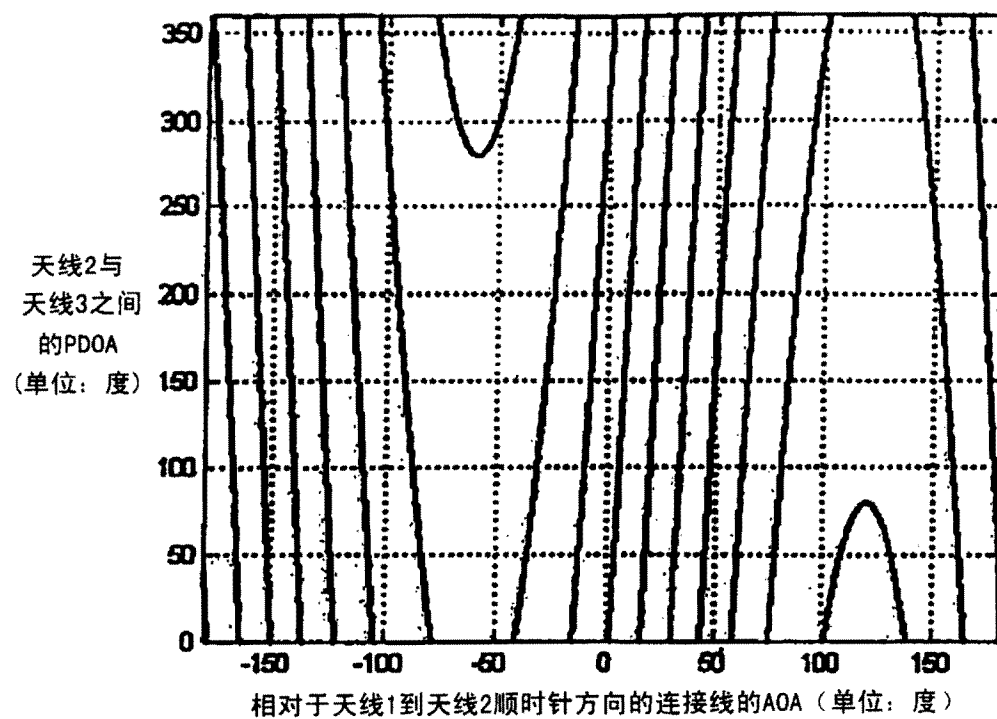


图16b

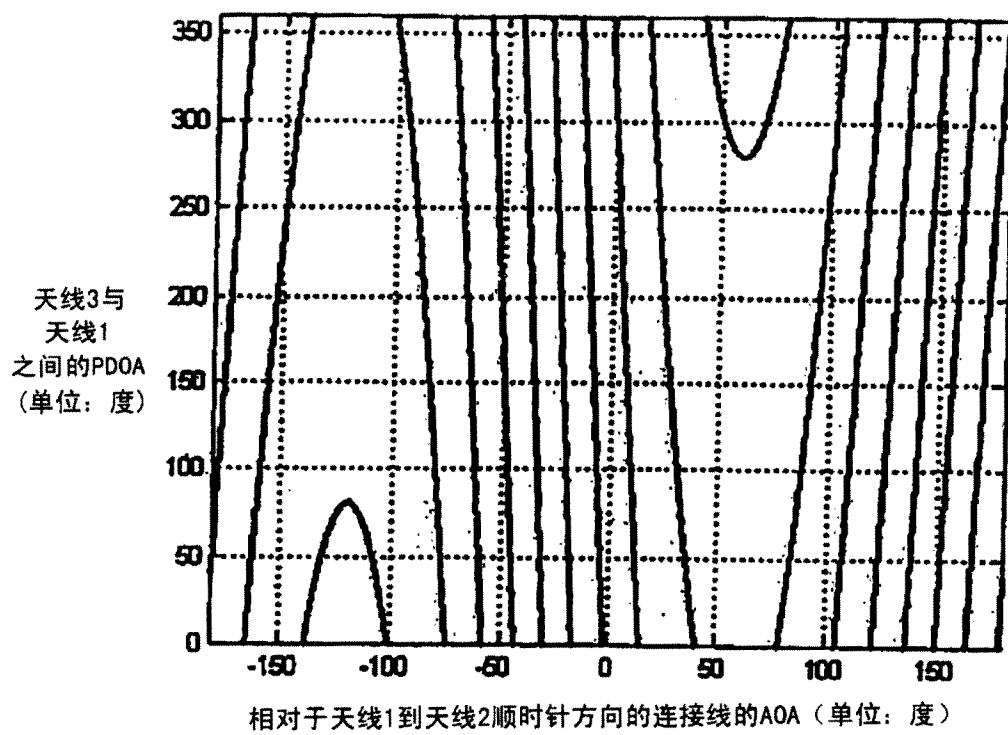


图16c

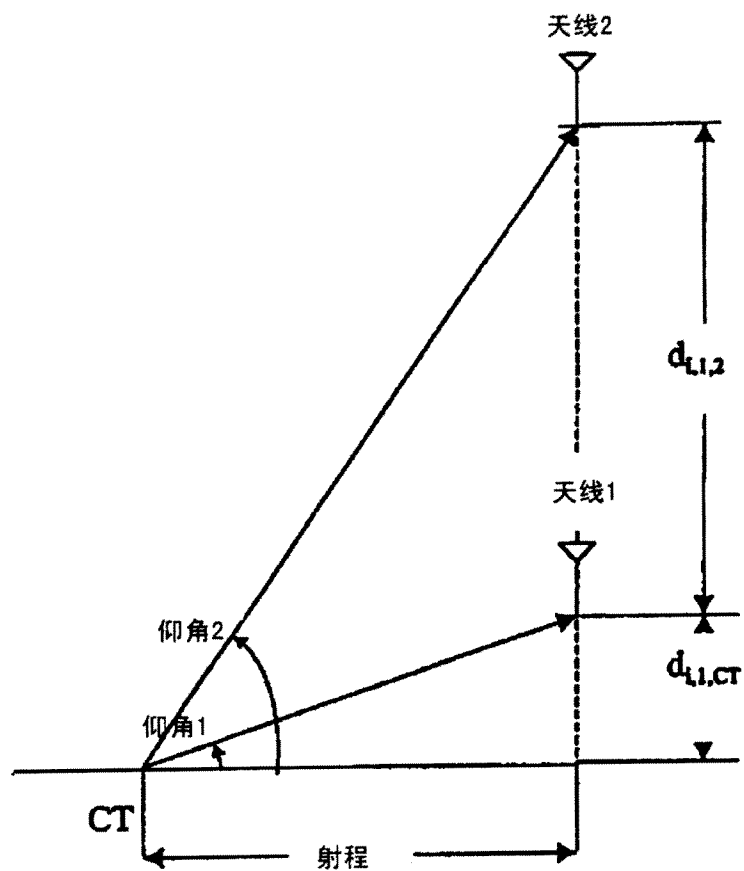


图17

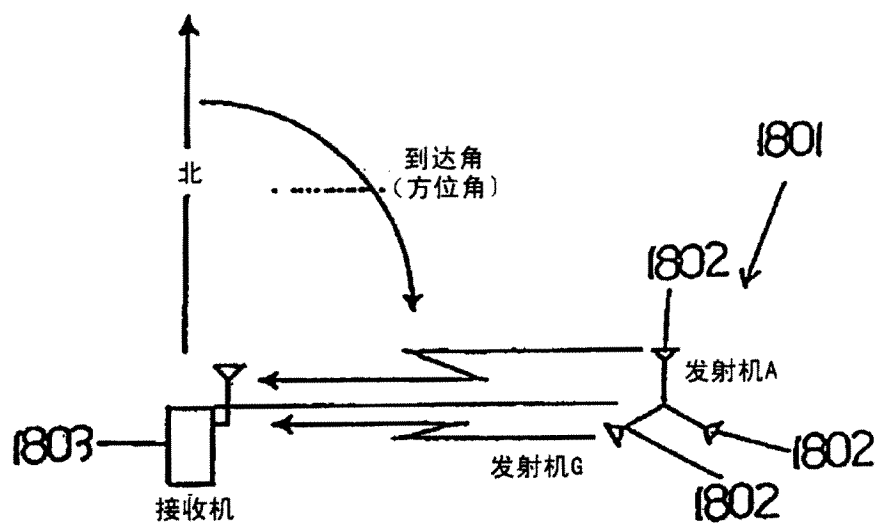


图 18

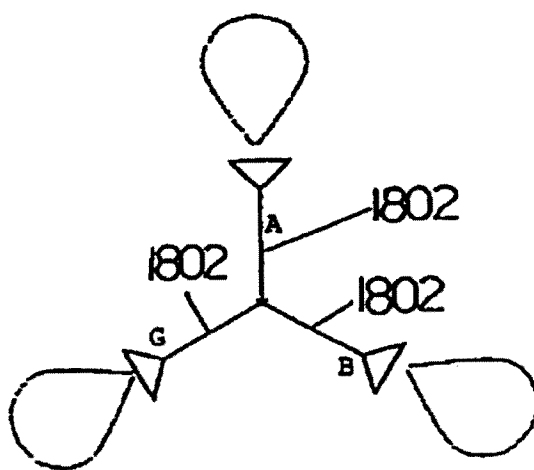


图 19

扇区A导频的强度

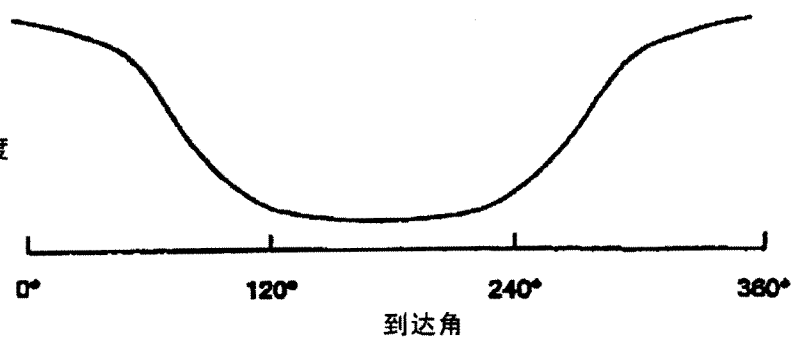


图20A

扇区B导频的强度

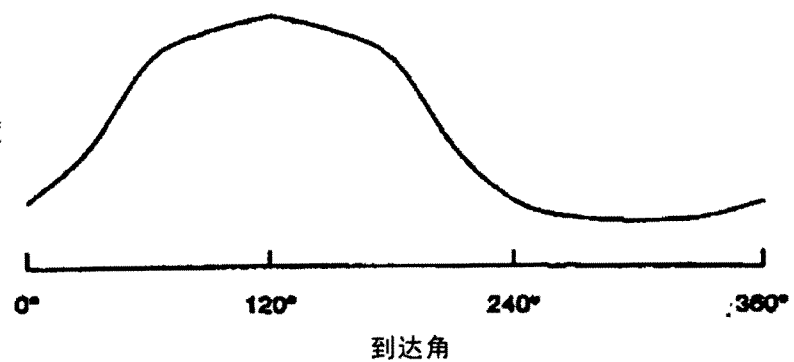


图20B

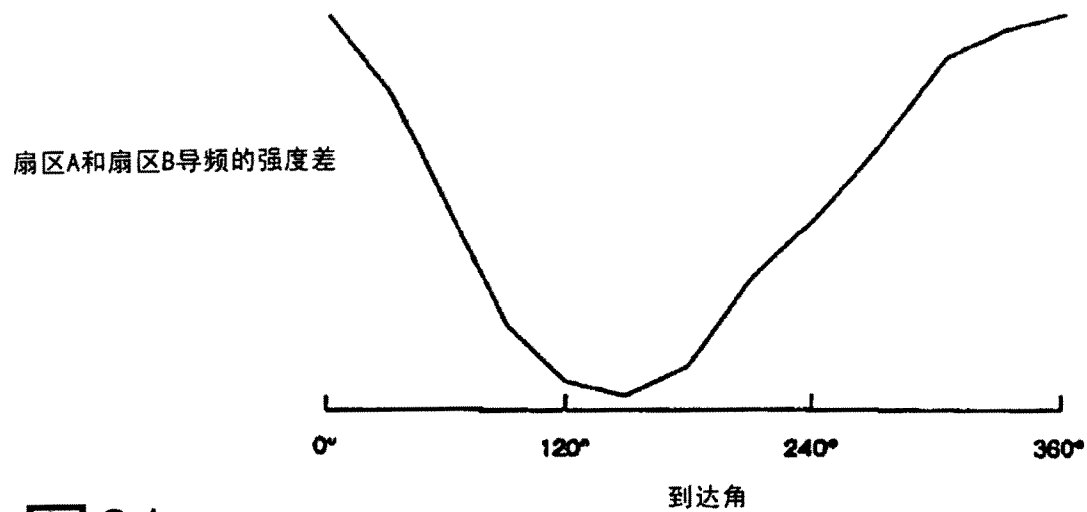


图21

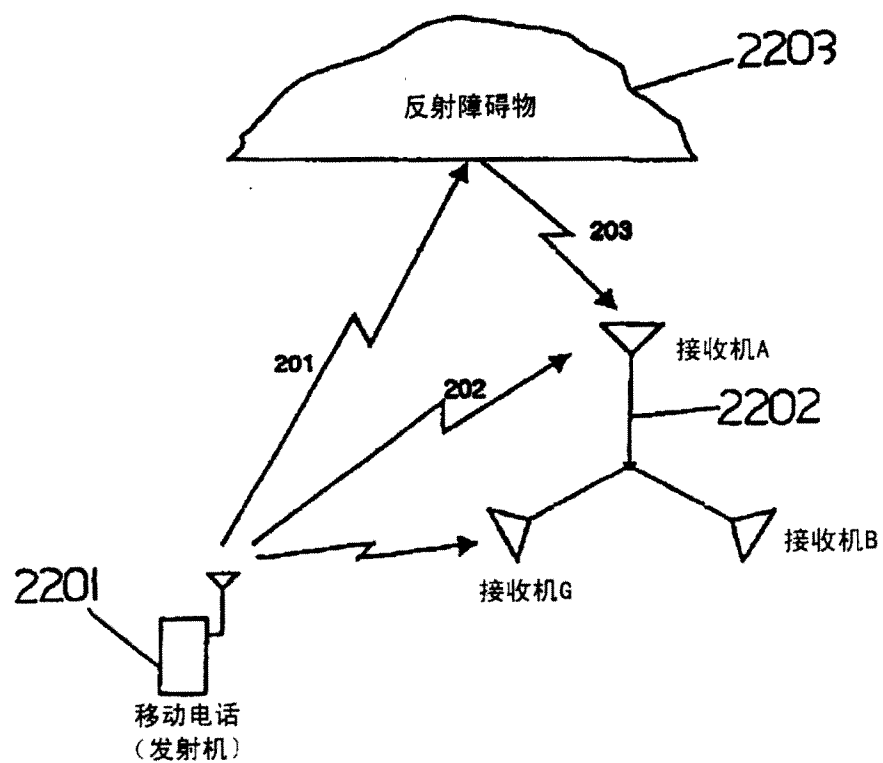


图22

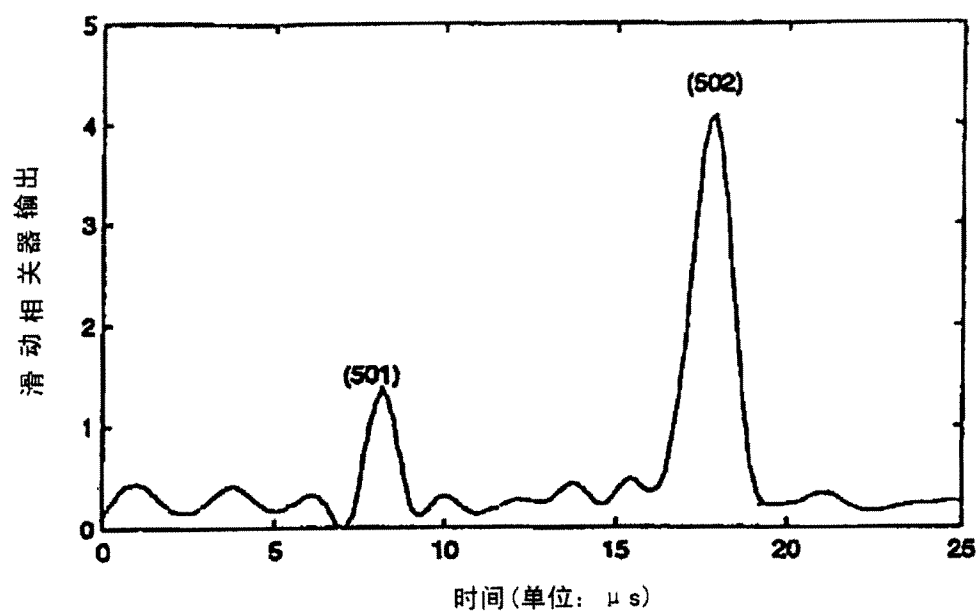


图23

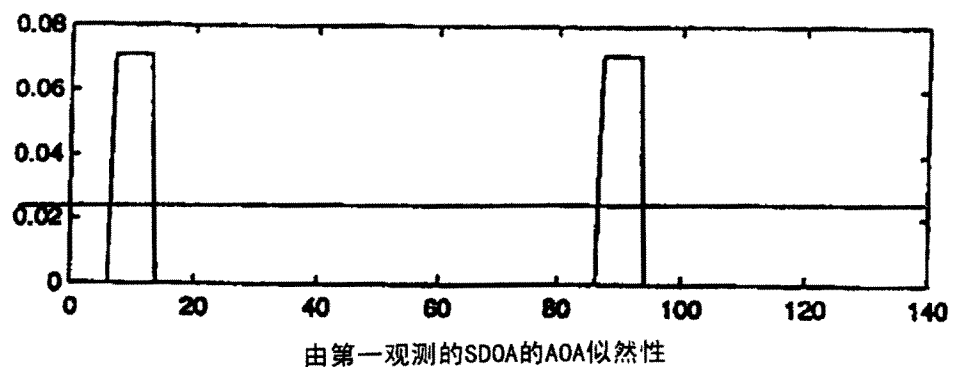


图24A

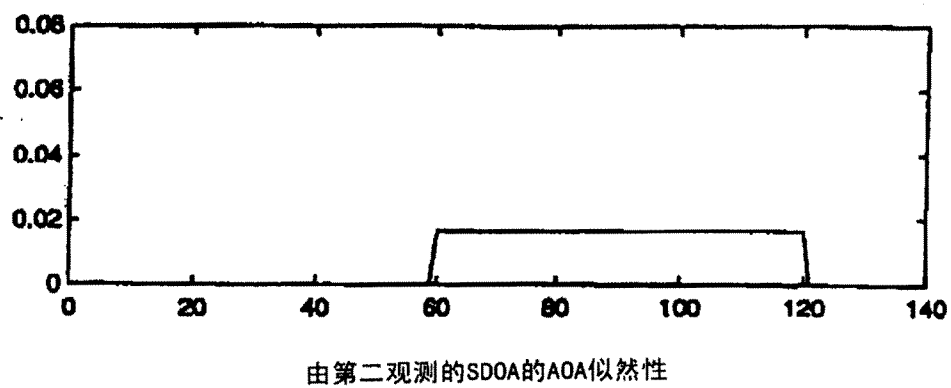


图24B

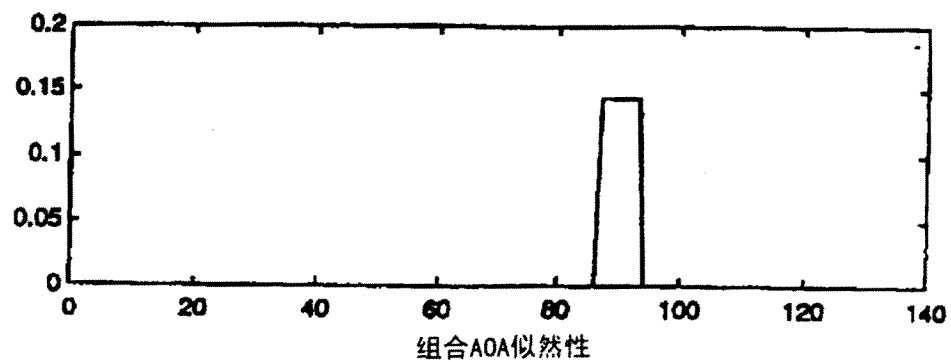


图24C

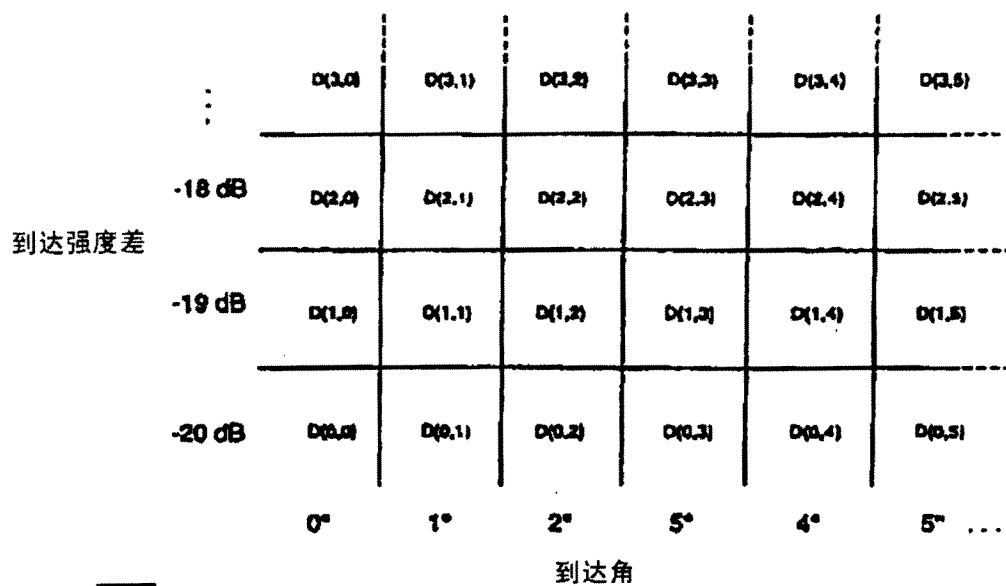


图25

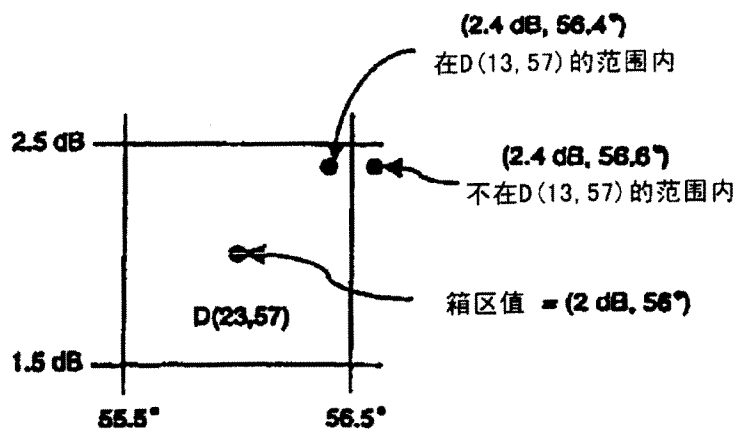


图26

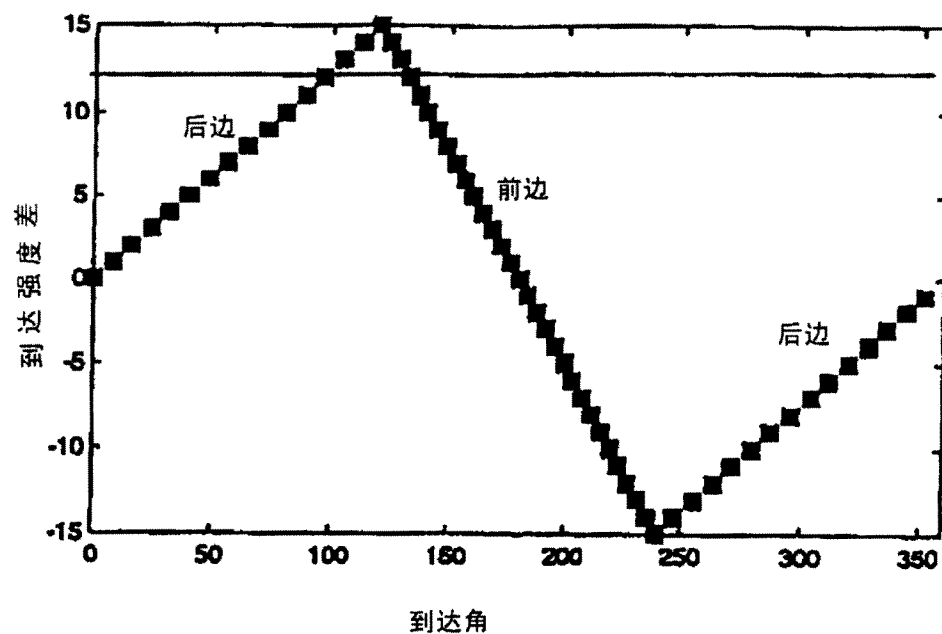


图27

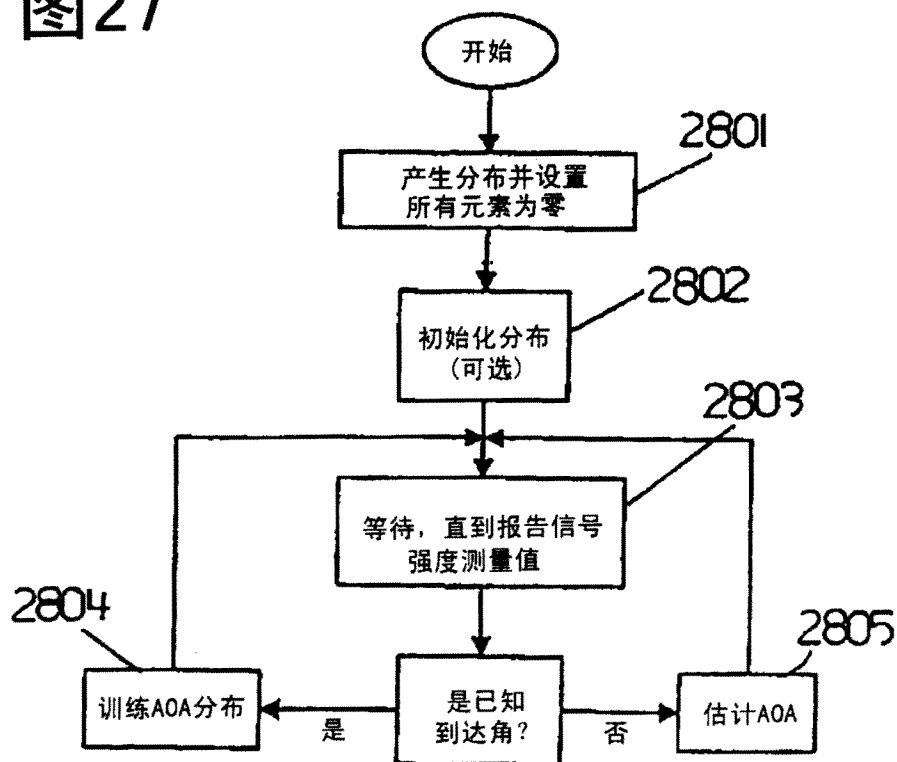


图28

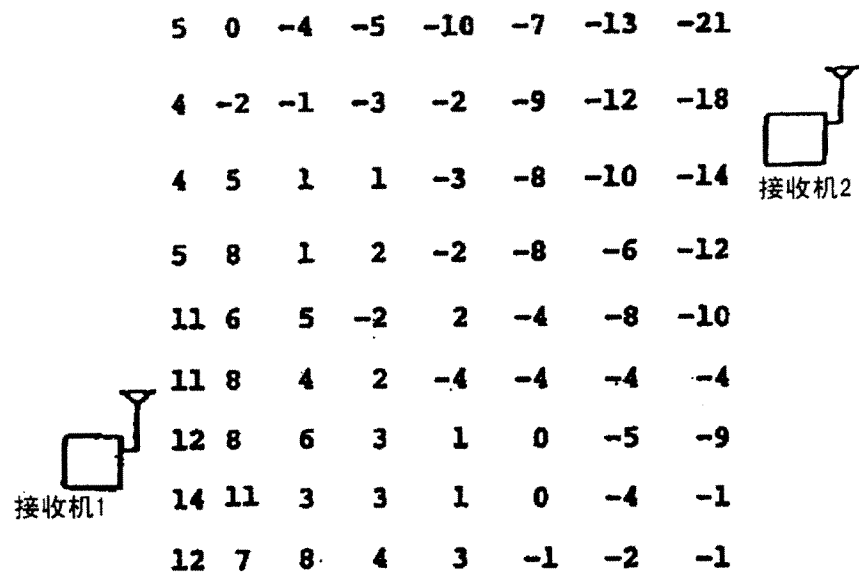


图29

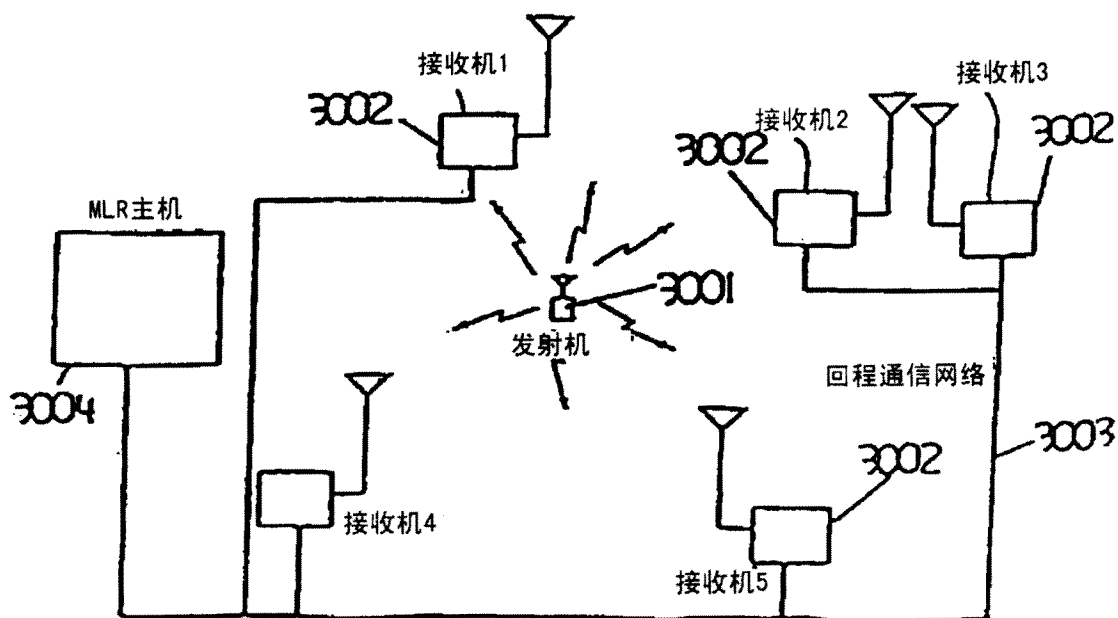


图30

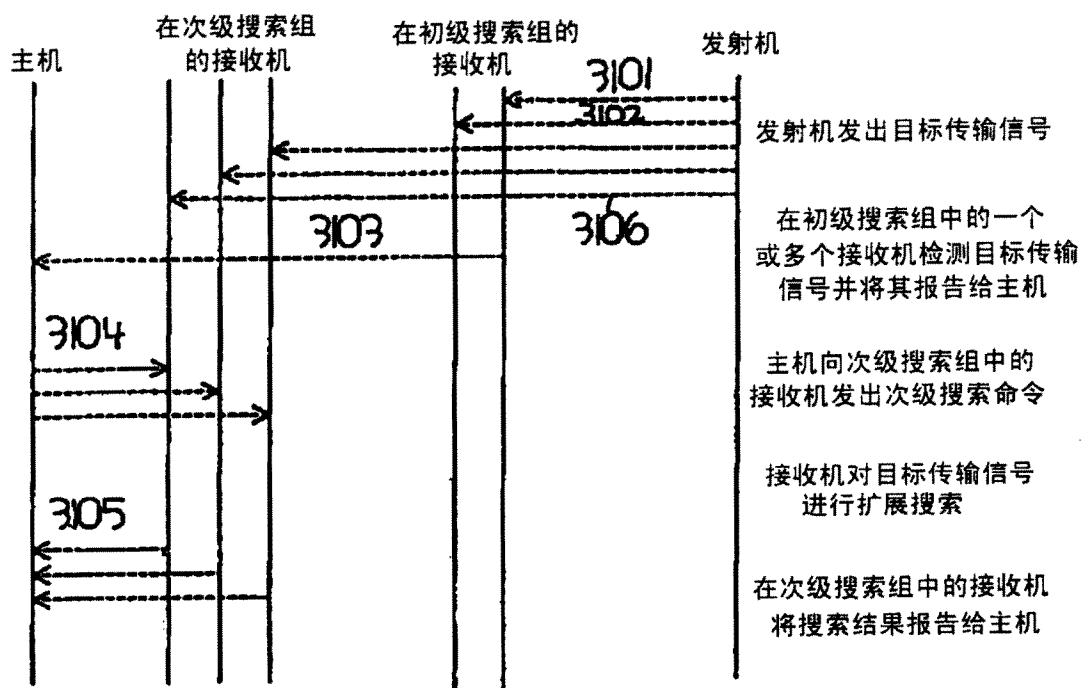


图31